

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

**PRIORITY
DOCUMENT**

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le **09 AOUT 1999**

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS Cédex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30

THIS PAGE BLANK (USPTO)

DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

DEPARTEMENT DES BREVETS

26bis, rue de Saint-Petersbourg
75800 Paris Cédex 08
Tél. : 01 53 04 53 04 - Télécopie : 01 42 93 59 30

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

98 10124

TITRE DE L'INVENTION : Dispositif de traitement numérique à filtrage
fréquentiel et à complexité de calcul réduite

LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

FRANCE TELECOM
6, place d'Alleray 75015 PARIS

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique) :

GILLOIRE André
7, rue Yann Péron
22300 Lannion, FR

TAGER Wolfgang
Résidence la Haute Rive
Bât. C
22300 Lannion, FR

TUREIN Valérie
36, Résidence Corlay
22300 Lannion, FR

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature (s) du (des) demandeur (s) ou du mandataire

29 octobre 1998

CABINET REGIMBEAU



92-1142

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

Réservé à l'INPI

DATE DE REMISE DES PIÈCES

06 AOUT 1998

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

98 10124 -

DÉPARTEMENT DE DÉPÔT

75

DATE DE DÉPÔT

06 AOUT 1998

1

NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE
À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE

CABINET REGIMBEAU
26, Avenue Kléber
75116 PARIS

2 DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle

☒ brevet d'invention

☐ demande divisionnaire

☐ certificat d'utilité

☐ transformation d'une demande
de brevet européen



demande initiale

☐ brevet d'invention

n° du pouvoir permanent

références du correspondant

téléphone

237070 017457 33

01 45 00 92 02

date

Établissement du rapport de recherche

☐ différé

☒ immédiat

Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance

☐ oui

☐ non

Titre de l'invention (200 caractères maximum)

Dispositif de traitement numérique à filtrage fréquentiel et à complexité de calcul réduite

3 DEMANDEUR (S)

n° SIREN

code APE-NAF

Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

FRANCE TELECOM

Forme juridique

SOCIÉTÉ ANONYME

Nationalité (s)

Française

Adresse (s) complète (s)

6, place d'Alleray 75015 PARIS

Pays

FR

En cas d'insuffisance de place, poursuivre sur papier libre ☐

4 INVENTEUR (S) Les inventeurs sont les demandeurs

☐ oui

☒ non

Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES

☐ requise pour la 1ère fois

☐ requise antérieurement au dépôt : joindre copie de la décision d'admission

6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE

pays d'origine

numéro

date de dépôt

nature de la demande

7 DIVISIONS

antérieures à la présente demande n°

date

n°

date

8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE

(nom et qualité du signataire)

[Signature]
92-1234

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION

SIGNATURE APRÈS ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE À L'INPI

[Signature]

ORIGINAL
(x)

1

L'invention concerne les filtres numériques réalisant sur une fonction fréquentielle un traitement correspondant à l'annulation d'une partie du signal temporel obtenu par transformée inverse d'une telle fonction fréquentielle.

5 Une telle fonction fréquentielle peut être la réponse fréquentielle, c'est à dire la fonction de transfert d'un filtre, par exemple d'un filtre adaptatif, ou encore la transformée de Fourier d'un signal temporel.

De manière connue, un filtre numérique réalise des opérations sur des données qui peuvent être soit des données directement disponibles à l'entrée ou à la sortie du filtre, soit des données obtenues par une transformation telle que la transformation de Fourier, la transformation de Hartley, ou d'autres transformations.

L'utilisation de ces transformations, fréquemment réalisées à l'aide d'algorithmes rapides, permet de réduire considérablement le nombre d'opérations arithmétiques à réaliser pour traiter les données.

Les dispositifs et traitement numériques sont souvent prévus pour réaliser des opérations de convolution ou de corrélation. De nombreuses applications à base de traitement adaptatif du signal nécessitent ainsi des opérations de convolution (filtrage) et de corrélation, qui sont réalisées sur des vecteurs dont les données ou les coefficients sont variables, ces vecteurs étant souvent de grande taille (plusieurs centaines à plusieurs milliers de coefficients).

Dans le domaine des télécommunications, l'annulation d'écho acoustique et électrique, le débruitage de la parole, l'égalisation de canal de transmission, et dans d'autres domaines, des applications comme la commande adaptative, font appel à de telles techniques de traitement adaptatif du signal.

Le calcul exact de la convolution ou de la corrélation nécessite fréquemment l'application d'une contrainte sur la taille du vecteur temporel représentant le filtre ou les données, c'est-à-dire une limitation du nombre d'échantillons non nuls de la transformée inverse du vecteur fréquentiel à

utiliser, que ce vecteur fréquentiel soit la réponse fréquentielle d'un filtre ou la transformée d'un signal temporel à traiter.

Cette contrainte est classiquement réalisée par application sur les données du domaine transformé, c'est-à-dire du domaine fréquentiel, d'une transformation inverse, puis application d'un fenêtrage annulant certaines composantes du vecteur temporel, et enfin application de la transformation directe pour obtenir le résultat exact dans le domaine transformé.

Lorsqu'on souhaite réaliser un filtre optimal à appliquer à un signal affecté d'une perturbation, pouvant être par exemple un bruit ou un écho, il est usuel de calculer la fonction de transfert du filtre optimal à partir du signal affecté, sur un nombre de points fréquentiels de la transformée du signal qui est inférieur au nombre de points total du signal.

De plus, le vecteur fréquentiel du filtre étant court, le calcul exact du signal de sortie du filtre, qui doit être réalisé par convolution linéaire, suppose souvent que la réponse impulsionnelle du filtre optimal soit prolongée par des zéros.

Cette opération de calcul d'un filtre à réponse fréquentielle longue à partir d'un filtre à réponse fréquentielle courte, en prolongeant la réponse impulsionnelle du filtre par des zéros, est habituellement effectuée, là encore, par passage intermédiaire dans le domaine temps, prolongement du vecteur réponse impulsionnelle du filtre par des zéros, et transformation directe pour obtenir le résultat exact dans le domaine transformé.

On comprend que ce passage dans le domaine temps pour appliquer une contrainte d'annulation, ou encore pour prolonger la réponse impulsionnelle d'un filtre optimal par des zéros, est coûteux en calculs puisqu'il nécessite deux transformations (une directe et une inverse).

On va maintenant exposer les bases théoriques montrant des raisons typiques pour lesquelles de telles contraintes sont souvent nécessaires :

L'utilité de la transformation de Fourier (TF) pour effectuer un filtrage ou pour calculer une corrélation découle du fait que les opérations de

convolution et de corrélation se traduisent par des simples multiplications dans le domaine transformé. Nous décrivons ici uniquement le cas de la convolution, le cas de la corrélation est complètement analogue.

5 Soit $h(n)$ un filtre de longueur L_h et $x(n)$ un signal à l'entrée de ce filtre. Alors on obtient à la sortie du filtre

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{i=0}^{L_h-1} h(i)x(n-i) = \text{TFI}[\text{TF}[x(n)] \cdot \text{TF}[h(n)]]$$

où $\text{TF}[\dots]$ et $\text{TFI}[\dots]$ désignent la transformation de Fourier directe et inverse et $*$ désigne l'opération de convolution. Dans la pratique, deux difficultés empêchent une utilisation directe de cette équation :

10 - pour calculer la transformation de Fourier du signal, on doit connaître le signal entièrement, c'est-à-dire tous les échantillons du passé et du futur, ce qui n'est pas réalisable ;

- dans de nombreuses applications comme l'annulation d'écho ou le filtrage adaptatif, le filtre $h(n)$ évolue dans le temps.

15 Pour résoudre ces problèmes, l'homme de l'art découpe le signal en blocs d'une longueur N et associe à chaque bloc b un filtre $h_b(n)$ de longueur L_h . Dans le cas général, ces blocs se chevauchent. Dans l'objectif de simplifier les notations, on suppose que les blocs sont juxtaposés, bien que ce ne soit pas une condition nécessaire.

20 Soit

$$x_b(n) = \begin{cases} x(n + bN) & \text{si } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Le signal de sortie $y(n)$ est donné par

$$y(n) = \sum_{b=-\infty}^{\infty} y_b(n - bN) \quad \text{avec} \quad y_b(n) = x_b(n) * h_b(n)$$

25 Pour calculer la transformation de Fourier directe et inverse, on utilise une méthode rapide connue sous le nom « Transformation de Fourier rapide » (TFR_T pour une transformation directe sur T points, TFRI_T pour la transformation inverse sur T points).

Le signal $y_b(n)$ est nul pour $n < 0$ et $n \geq T = N + L_h - 1$, ce qui implique que le nombre minimal de points pour calculer les transformations égale T . En effet, on peut prouver que pour $0 \leq n \leq T - 1$ on obtient :

$$y_b(n) = \text{TFRI}_T [\text{TFR}_T [x_b(n)] \cdot \text{TFR}_T [h_b(n)]] = \text{TFRI}_T [X_{b,T}(k) \cdot H_{b,T}(k)]$$

5 Dans certains cas, on n'a pas besoin de toutes les valeurs de y_b , mais uniquement de L_y points consécutifs. Dans ce cas, la taille des TFR doit satisfaire

$$T \geq 0.5 \cdot (N + L_h + L_y - 1)$$

Cette contrainte est appelée contrainte de convolution linéaire.

10 Dans la pratique, on rencontre souvent le problème suivant :

On s'est fixé N (la taille d'un bloc de données), T (la taille de la TFR) et L_y (longueur utile du résultat). On a calculé $X(k)$ par TFR et le filtre $H(k)$ par une méthode arbitraire directement dans le domaine transformé sur T points. On dispose donc de deux facteurs de la multiplication, mais la

15 condition nécessaire pour que le filtrage soit correct :

$$L_h \leq 2T - N - L_y + 1$$

n'est pas remplie. La question est comment obtenir un filtre $\tilde{H}(k)$ dans le domaine transformé qui soit une approximation de $H_{b,T}(k)$, mais qui remplisse cette contrainte ? Dans la pratique connue, on calcule la transformée inverse

20 de H , on annule une partie de ce signal et on recalcule une transformée directe de cette fonction prolongée pour remplacer H .

On rencontre également très souvent un autre problème, qui est le suivant :

On s'est fixé N (la taille d'un bloc de données), T (la taille de la TFR) et L_y (longueur utile du résultat). On a calculé $X(k)$ par TFR et le filtre

25 $H(k)$ par une méthode arbitraire directement dans le domaine transformé sur $L = T/D \leq 2T - N - L_y + 1$ points. La question est comment obtenir un filtre $\tilde{H}(k)$ dans le domaine transformé sur T points au lieu de L , qui soit une interpolation de $H(k)$ et qui remplisse la contrainte $L_h \leq 2T - N - L_y + 1$?

Dans la pratique connue, on calcule la transformée inverse de H , on la prolonge par des zéros, et on recalcule une nouvelle fonction H à partir de cette transformée inverse tronquée, par une transformée directe.

On a proposé de supprimer ce passage par deux transformations successives, coûteux en calculs, dans le cas d'une contrainte d'annulation, au moyen d'un traitement (filtrage) directement dans le domaine transformé sur les données du domaine fréquentiel.

Dans le domaine de l'annulation de l'écho acoustique, et plus précisément dans le domaine des filtres adaptatif par blocs avec utilisation de la transformée de Fourier, appelés fréquemment « filtres adaptatifs dans le domaine fréquences » (« Frequency Domain Adaptive Filter », noté FDAF), Clark et Coll. [1] décrivent un formalisme général où apparaît la nécessité d'appliquer une contrainte sur la longueur de la réponse impulsionnelle du filtre adaptatif pour obtenir un algorithme exact, et proposent de mettre en application une convolution avec la réponse fréquentielle du filtre, qui soit équivalente à une multiplication par une fenêtre dans le domaine temporel. Le nombre de coefficients de la convolution proposée est très élevé, maintenant une grande complexité de calcul.

Sommen et Coll. [5] décrivent une autre variante de FDAF où la contrainte temporelle est réalisée par convolution dans le domaine fréquentiel : les auteurs proposent d'appliquer sur les données fréquentielles représentant la réponse du filtre un lissage particulier à 3 coefficients équivalent à une pondération de la réponse temporelle par une fenêtre en cosinus.

Le maximum de cette fenêtre est supposé correspondre aux coefficients dominants de cette réponse, ce qui est une hypothèse très restrictive. La justification donnée par les auteurs à leur méthode est d'ailleurs la réduction du bruit d'adaptation liée à la pondération des coefficients, plutôt que la recherche d'une approximation de la solution exacte d'application d'une contrainte.

On citera également à titre de références, Mansour et Coll. [2], qui ont proposé une version simplifiée du FDAF sans application de contrainte, ce qui se traduit par une réduction importante de complexité, mais aussi par des performances inférieures à celles des algorithmes avec contraintes.

5 Prado et Coll. [3] ont également décrit une version généralisée du FDAF appelée GMDF α (« Generalized Multi-Delay Filter » avec facteur de suréchantillonnage α), qui permet de traiter des réponses impulsionnelles longues avec des blocs de données plus courts en segmentant la réponse impulsionnelle en petits blocs, ce qui réduit le retard de traitement dans
10 l'algorithme. Cet algorithme utilise la contrainte citée précédemment.

 Mc Laughlin et Coll. [4] décrivent une forme modifiée de l'algorithme FDAF reprenant certains aspects du GMDF, notamment la segmentation de la réponse impulsionnelle en petits blocs, et proposent une technique d'application de la contrainte sur les différents blocs évoluant au
15 cours du temps suivant un schéma bien défini (« scheduler »), qui permet de limiter la complexité tout en préservant partiellement le bénéfice de la contrainte.

 Le but principal de l'invention est de proposer un filtre numérique effectuant, sur un vecteur fréquentiel, une convolution qui équivaut à un
20 fenêtrage du signal temporel correspondant à ce vecteur fréquentiel, qui produise une précision de calcul satisfaisante tout en ne nécessitant qu'une quantité de calculs particulièrement faible.

 Ce but est atteint selon l'invention grâce à un dispositif de traitement de données numériques comportant un module réalisant sur un
25 vecteur de données du domaine fréquentiel $Z(k)$, où k varie de 0 à $N-1$, une convolution avec une fonction U , convolution qui correspond à une annulation dans le domaine temporel d'échantillons de la transformée inverse de $Z(k)$, caractérisé en ce que la fonction U est de la forme :

$$U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{-j\pi \left(\frac{u(k - k_0)}{2}\right)^2} P(k) , \text{ où } k_0 \text{ est un entier constant et } P(k) \text{ est}$$

30 une fenêtre de pondération symétrique autour de k_0 .

Un tel filtre présente un nombre de coefficients qui peut être ajusté suivant l'approximation désirée du résultat, ce nombre pouvant être très faible. Un tel filtre ne nécessite, pour être mis en œuvre, qu'un nombre d'opérations arithmétiques considérablement réduit par rapport aux solutions classiques.

D'autres caractéristiques, buts et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description qui va suivre, faite en référence aux figures annexées sur lesquelles :

- 10 - les figures 1 à 3 représentent respectivement la réponse fréquentielle en module, la réponse fréquentielle en phase, et la réponse impulsionnelle d'un filtre,
- 15 - les figures 4 à 6 représentent respectivement la réponse fréquentielle en module, la réponse fréquentielle en phase, et la réponse impulsionnelle du filtre des figures 1 à 3 sur lequel une même contrainte d'annulation a été appliquée à l'aide d'un dispositif classique à deux transformées,
- 20 - les figures 7 à 9 représentent respectivement la réponse fréquentielle en module, la réponse fréquentielle en phase, et la réponse impulsionnelle du filtre des figures 1 à 3 sur lequel une contrainte d'annulation a été appliquée avec un dispositif selon l'invention,
- 25 - les figures 10 à 12 représentent respectivement en module fréquentiel, en phase fréquentielle, et en réponse impulsionnelle l'erreur obtenue avec le dispositif selon l'invention par rapport au dispositif classique,
- la figure 13 représente l'amplitude de la fonction de transfert d'un filtre et quelques points interpolés avec un dispositif selon l'invention,
- 30 - la figure 14 représente la réponse impulsionnelle du filtre de la figure 13 non interpolé, prolongée par des zéros,

- la figure 15 représente la réponse impulsionnelle du filtre de la figure 13 interpolé,
- la figure 16 [✱] représente l'erreur en réponse impulsionnelle entre le filtre de la figure 14 prolongé par des zéros dans le domaine temps et le filtre interpolé de la figure 13,
- les figures 17 à 21 représentent cinq variantes de dispositifs à filtre adaptatif conformes à l'invention,
- la figure 22 représente schématiquement un annuleur d'écho de type connu,
- la figure 23 représente de manière fonctionnelle détaillée un annuleur d'écho connu,
- la figure 24 représente de manière fonctionnelle détaillée un annuleur d'écho selon l'invention,
- la figure 25 représente un dispositif à annulation d'écho et de bruit,
- la figure 26 représente un dispositif ayant le même rôle que celui de la figure 25, et réalisé selon l'invention.

On décrira maintenant un premier dispositif de filtration d'un son conforme à l'invention en référence à la figure 17.

Ce dispositif reçoit en entrée un signal temporel discret constitué de plusieurs blocs consistant chacun en 1024 échantillons dans l'exemple non limitatif décrit ici. Ce signal temporel est un signal sonore ou acoustique, tel qu'un son représentatif de la parole d'un utilisateur parlant dans un micro.

Sur la figure 20, un de ces blocs temporels est noté $S1(0, \dots, N-1)$, où N est égal à 1024.

Ce signal $S1$ est reçu par un premier module $M1$ qui réalise sur ce signal une transformée de Fourier discrète rapide d'ordre N , notée FFT_N , pour fournir un signal fréquentiel de N échantillons $X(0, \dots, N-1)$. Ce signal fréquentiel est donc lui aussi un signal représentatif d'un son. Ce signal est donc ici un signal acoustique.

A partir de ce vecteur fréquentiel X de taille N , un filtre adaptatif H calcule un vecteur $H(0, \dots, N-1)$ dont les N coefficients dépendent du vecteur X . Chaque composante du vecteur H est calculée grâce à un algorithme faisant intervenir des composantes du vecteur X . Cette dépendance est
 5 indiquée sur la figure 17 par une double flèche.

De manière connue, un tel filtre adaptatif H est destiné à être appliqué au signal X à partir duquel il s'adapte, par exemple pour annuler un écho détecté sur ce signal X .

Toutefois, le filtre H à N coefficients ne peut pas être appliqué à X
 10 directement tel qu'il est obtenu en sortie de H . Comme expliqué précédemment, le vecteur H doit être traité de façon à ce que sa réponse impulsionnelle présente un nombre de coefficients non nul qui soit inférieur à une valeur N' qui est inférieure à N . En d'autres termes, le vecteur H doit répondre à une contrainte de convolution linéaire avant d'être convolué avec
 15 le vecteur X .

Pour obtenir un vecteur H' répondant à une telle contrainte à partir du vecteur H , il est connu de placer en sortie du filtre adaptatif H un ensemble de trois modules, l'un effectuant une transformée inverse de H dans le domaine temps, un deuxième module multipliant la réponse
 20 impulsionnelle du filtre H par une fenêtre rectangulaire qui garde inchangée une partie de la réponse impulsionnelle et annule une partie de queue de cette réponse impulsionnelle, et un troisième module effectuant une transformée directe pour obtenir la réponse fréquentielle du filtre H' correspondant à la réponse impulsionnelle tronquée.

Le dispositif de la figure 17 présente entre la sortie du filtre adaptatif H et un module de convolution avec le signal X , un module $M3$ réalisant sur le vecteur fréquentiel $H(0, \dots, N-1)$ un traitement dans le domaine fréquentiel, sans passage par le domaine temporel, pour fournir un vecteur fréquentiel H' à N coefficients dont la réponse impulsionnelle n'a pour valeurs
 25 non nulles que ses N' premiers coefficients, ces N' premiers coefficients
 30

étant les mêmes que les N' premiers coefficients de la réponse impulsionnelle de H .

Pour effectuer un tel traitement, ce module M3 met en œuvre une convolution de $H(0, \dots, N-1)$ avec une fonction $U(k)$ qui est donnée par

$$5 \quad U(k) = \frac{1}{2} \operatorname{sinc} \left(-\frac{Lu-1}{4} + \frac{k}{2} \right) \operatorname{kaiser}(k, \beta) e^{j\pi \left(\frac{Lu-1}{4} \cdot \frac{k}{2} \right)} \text{ pour } k \text{ allant de } 0 \text{ à } Lu-1,$$

et $U(k)$ étant nul en dehors des valeurs de k allant de 0 à $Lu-1$. La fonction sinc de la formule ci dessus est donnée par : $\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$. La fonction

sinc prend la valeur 1 pour $x=0$.

10 Dans l'exemple particulier décrit ici, Lu est choisi égal à 7, de sorte que $Lu-1$ est pair, et de sorte que $(Lu-1)/4$ est un multiple de $1/2$.

La fonction $U(k)$ peut encore s'écrire

$$U(k) = \frac{1}{2} \operatorname{sinc} \left(\frac{k - k_0}{2} \right) e^{j\pi \left(\frac{k - k_0}{2} \right)} \operatorname{kaiser}(k, \beta).$$

15 Une telle fonction $U(k)$ a pour transformée temporelle une fenêtre sensiblement rectangulaire, prenant pour valeur environ 1 pour k allant de 0 à 512, et pour valeur 0 pour k allant de 512 à 1024.

Les inventeurs sont arrivés à une telle forme de fonction en constatant que la fonction $\operatorname{sinc} \left(\frac{k}{2} \right)$ a pour transformée discrète inverse dans le domaine temporel, une fonction prenant une valeur sensiblement constante et proche de 2 pour k compris entre 0 et $N/4$ ainsi que pour k compris entre $3N/4$ et N , tandis qu'elle prend des valeurs proches de zéro pour k compris entre $N/4$ et $3N/4$.

25 Pour obtenir une fonction fréquentielle $U(k)$ correspondant à une fenêtre temporelle prenant sensiblement la valeur 1 pour $k=0, \dots, N/2$, et la valeur 0 pour $k=N/2, \dots, N-1$, les inventeurs ont utilisé la propriété selon laquelle une multiplication dans le domaine fréquentiel par une exponentielle

complexe $e^{j2\pi \frac{kn_0}{N}}$, équivaut à un décalage de n_0 de la fonction temporelle correspondante, obtenue par transformée de Fourier inverse.

Dans le cas présent, les inventeurs ont utilisé la valeur $n_0/N = 1/4$, produisant un décalage circulaire d'un quart de fenêtre de la transformée discrète inverse de la fonction $\sin c\left(\frac{k}{2}\right)$, permettant donc d'obtenir la fenêtre souhaitée. Cette fenêtre correspond donc à l'annulation d'une deuxième moitié du signal temporel, et à la conservation telle quelle de la première moitié du signal temporel. Plus généralement on pourra utiliser un décalage différent de celui d'un quart de fenêtre proposé ici. On utilise alors une

fonction $U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{j\pi \left(\frac{\alpha(k - k_0)^2}{2}\right)} \text{kaiser}(k, \beta)$, où α est une constante choisie pour obtenir le décalage souhaité. Ainsi, une valeur de α égale à 2 correspond à une fenêtre temporelle qui est nulle sur le premier et le quatrième quart du support temporel, et égale à 1 sur une partie centrale du support, de longueur égal à la moitié de celle du support. L'invention ne se limite donc pas à une valeur de α égale à 1 comme on le décrit dans les présents exemples particuliers de réalisation. Un autre exemple préférentiel de réalisation de l'invention est celui où $\alpha = -1$, correspondant à une annulation de la première partie de la fenêtre. L'homme de l'art adaptera la valeur de α selon la partie qu'il souhaite annuler, en tenant compte que le décalage se fait de manière circulaire.

Dans cette formule, la fonction U est multipliée par une fenêtre de pondération classique, ici la fenêtre de kaiser avec $\beta=1,5$.

La fenêtre de pondération a pour rôle connu en lui-même de réduire un pic d'amplitude d'erreur sur la fenêtre transformée d'un signal tronqué, ici du signal

$$U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{-j\pi \left(\frac{\alpha(k - k_0)^2}{2}\right)} \text{tronqué sur l'intervalle } 0 \leq k \leq (Lu - 1).$$

De manière préférentielle, la fenêtre de pondération est une fenêtre symétrique par rapport à une valeur k_0 de k pour laquelle la fonction

$U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{j\pi\left(\frac{k - k_0}{2}\right)^2}$ présente son maximum en module (en valeur

absolue). De cette façon, les coefficients du produit de

5 $U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{j\pi\left(\frac{k - k_0}{2}\right)^2}$ et de cette fenêtre de pondération présentent

les mêmes propriétés que les coefficients de $U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{-j\pi\left(\frac{k - k_0}{2}\right)^2}$

qui seront décrites ci-après, et qui procurent des avantages importants en termes de quantité de calcul et de taille mémoire.

L'homme de l'art peut donc remplacer la fenêtre de Kaiser ici
10 proposée par toute autre fenêtre de pondération connue, telle qu'une fenêtre de Hanning.

Dans l'exemple de réalisation présent, avec $Lu=7$, on obtient pour les coefficients de U suivants :

k	0	1	2	3	4	5	6
15 U(k)	j 0.0644	0	j 0.3027	.5	-j 0.3027	0	-j 0.0644

On constate que le filtre présente une symétrie hermitienne par rapport à la valeur k_0 de k pour laquelle $-\frac{Lu-1}{4} + \frac{k_0}{2} = 0$, c'est à dire

$$k_0 = \frac{Lu-1}{2}, \text{ c'est-à-dire } k_0 = 3.$$

Grâce à cette symétrie hermitienne en elle-même, seule la moitié
20 des coefficients du filtre U sont à calculer. De plus, grâce à cette symétrie hermitienne en elle-même, l'opération de convolution avec U pourra être effectuée avec une réduction de la charge de calcul qui est proche de 50%, comme on le montrera par la suite.

On constate en outre que les coefficients du filtre sont
25 alternativement réels purs et imaginaires purs. Cette propriété vient du fait

que l'argument du facteur $e^{j\pi \left(\frac{k}{2} \frac{Lu-1}{4} \right)}$ est une fonction linéaire variant par pas de $j\frac{\pi}{2}$, et a pour valeur à $k=0$ un multiple de $j\frac{\pi}{2}$.

Cette propriété vient du fait que le filtre est un filtre demi-bande. Toutefois, une symétrie hermitienne peut également être obtenue avec un autre filtre qu'un filtre demi-bande, par exemple un filtre correspondant à une fenêtre annulant un quart du signal temporel.

On constate encore qu'un coefficient sur deux du filtre U est nul, sauf le coefficient pour $k=3$. En effet, la fonction $\text{sinc}(x)$ s'annule pour tout x entier sauf pour 0. Cette propriété découle également du fait que U est un filtre demi-bande. Ainsi, dans le cas des coefficients indiqués précédemment, un coefficient sur sept est nul.

Ces trois propriétés permettent donc une réduction importante de la charge de calcul.

La convolution de $U(k)$ avec $H(k)$ réalisée par le module M3 pour fournir le vecteur H' s'exprime sous la forme :

$$H'(k+3) = H(k).U(6) + H(k+1).U(5) + H(k+2).U(4) + H(k+3).U(3) + H(k+4).U(2) + H(k+5).U(1) + H(k+6).U(0)$$

On calcule donc un coefficient d'indice k' de H' en convoluant U et H de telle sorte que le coefficient de H de même indice k' est multiplié par la valeur de U qui est maximale en module. Les autres multiplications de cette convolution sont réalisées en augmentant l'indice de U lorsque l'indice de H est diminué, comme pour toute convolution.

En d'autres termes, la fonction H' est égale à la convolution de H avec une fonction de forme $U(k) = \frac{1}{2} \cdot \text{sinc}\left(\frac{k-k_0}{2}\right) \cdot e^{-j\pi \left(\frac{k-k_0}{2} \right)}$, où k_0 est nul.

Plus généralement, une fonction U de la forme

$$U(k) = \frac{1}{2} \text{sinc}\left(B + \frac{1}{2} + \frac{k}{2}\right) \cdot e^{-j\pi \left(B + \frac{1}{2} + \frac{k}{2} \right)} \cdot P(k), \text{ où la constante } B \text{ est un entier}$$

choisi de manière arbitraire et où P est une fenêtre de pondération, peut être utilisée.

En effet, la constante B produit un décalage de la fonction U(k) qui sera facilement pris en compte par l'homme du métier dans le calcul de la convolution, en tenant compte du fait que pour obtenir le coefficient d'indice k' donné de H', la convolution doit être telle que le coefficient de H de même indice k' doit être multiplié par le coefficient de U de module maximal.

Le fait qu'une fonction F2 soit égale à une convolution entre F1 et U₀, signifie que :

$$F2(k) = F1(k).U_0(0) + F1(k-1).U_0(1) + F1(k+1).U_0(-1) + F1(k-2).U_0(2) + F1(k+2).U_0(-2) + \dots$$

Dans le cas où $U(k) = U_0(k+B)$, on peut écrire :

$$F2(k) = F1(k).U(-B) + F1(k-1).U(-B+1) + F1(k+1).U(-B-1) + \dots$$

$$\text{Et donc } F2(k+B) = F1(k+B).U(-B) + F1(k+B-1).U(-B+1) + F1(k+B+1).U(-B-1) + \dots$$

Il est donc sans conséquence sur le résultat d'une convolution de décaler l'une des fonctions convoluées d'un nombre entier d'échantillons, si le signal obtenu par convolution est lui-même décalé de manière appropriée.

Le module M3 peut donc se décomposer en un premier ensemble réalisant les multiplications et les additions, et un second ensemble réalisant le décalage.

Dans le cas présent et conformément à l'invention, on effectue une convolution entre le signal fréquentiel d'entrée H et la fonction U de façon à ce que, dans le calcul de convolution donnant H' à l'indice k, H(k) est multipliée par la valeur atteinte par U lorsque le sinc de U est maximal, c'est à dire que H(k) est multipliée par U(k+A) où A est tel que l'argument du sinus cardinal est nul.

Dans cette convolution, H(k+1) est donc alors multipliée par U(k+A-1), H(k-1) par U(k+A+1), H(k+2) par U(k+A-2), H(k-2) par U(k+A+2), et plus généralement H(k+p) est multiplié par U(k+A-p).

Les inventeurs ont constaté qu'en réalisant une telle convolution avec une telle fonction U, on réalise l'application d'une contrainte d'annulation de la moitié du signal temporel correspondant à H, avec une précision très satisfaisante, et pour une quantité de calcul très faible, sans
5 avoir à réaliser une transformée inverse dans le domaine temporel .

Dans le cas du filtre U de l'exemple de réalisation de la figure 17, on a, comme exposé précédemment,

$$U(1)=U(5)=0, U(0)=-U(6), U(1)=-U(5), \text{ et } U(2)=-U(4).$$

Donc $H'(k+3)=U(0).(H(k+6)-H(k))+U(2).(H(k+4)-H(k+2))+U(3).H(k+3)$, c'est
10 à dire $H'(k+3)=U(0).A(k)+U(2)B(k)+U(3).H(k+3)$ avec $A(k)=H(k+6)-H(k)$ et $B(k)=H(k+4)-H(k+2)$.

Ainsi, au lieu de 7 multiplications complexes et 6 additions complexes, c'est-à-dire 28 multiplications réelles et 26 additions réelles, on réalise la convolution avec 6 multiplications réelles et 8 additions réelles.

15 Dans le cas d'un dispositif différent de celui de la figure 17 mais présentant un module M3 similaire, si le signal H est obtenu par transformée d'un signal temporel réel, alors H présente une symétrie hermitienne pouvant elle aussi être mise à profit et permettant encore de diviser la charge de calcul par 2.

20 Les valeurs $H(k)$ pour $k < 0$ et $k > N-1$ peuvent être obtenues par un adressage modulo N (-1 correspond à N-1, -2 à N-2, etc...).

On a représenté sur les figures 1 et 2 le signal $H(k)$ en amplitude et en phase sur l'ensemble de ses 1024 points, et sur la figure 3, la réponse impulsionnelle $h(i)$ sur 1024 points, correspondant à $H(k)$.

25 Les figures 7 et 8 représentent le signal fréquentiel H' obtenu après convolution de H et U, respectivement en amplitude et en phase. La figure 9 représente la réponse impulsionnelle h' correspondant à ce signal.

On constate que la réponse impulsionnelle h' est annulée sur les 512 derniers points et elle reste inchangée sur ses 512 premiers points.

30 On compare maintenant ces résultats obtenus avec le dispositif de l'invention, avec les résultats obtenus avec un dispositif classique mettant en

œuvre une transformée de Fourier inverse, une annulation de la deuxième portion de la réponse impulsionnelle, et une transformée de Fourier de ce signal temporel tronqué.

Les figures 4 et 5 représentent ainsi le signal fréquentiel obtenu après ces trois étapes de traitement classiques, respectivement en amplitude et en phase. La figure 12 représente la réponse impulsionnelle de ce signal.

On a représenté sur les figures 10 et 11 l'erreur respectivement en amplitude et en phase entre les signaux fréquents obtenus avec ce dispositif classique et les signaux fréquents obtenus avec le dispositif selon l'invention.

La figure 12 représente l'erreur sur la réponse impulsionnelle.

L'homme de l'art observera que l'erreur obtenue est très faible, compatible avec les performances requises notamment dans les applications de traitement de parole telles que l'annulation d'écho acoustique.

On décrira maintenant un deuxième dispositif selon l'invention, en référence à la figure 18. Ce dispositif reçoit en entrée un signal temporel S_1 à $2N$ échantillons, $2N$ étant ici égal à 1024. Un premier module M_1 réalise une transformée de Fourier discrète à $2N$ points de S_1 pour fournir un vecteur fréquentiel X à $2N$ points, d'indices allant de 0 à $2N-1$.

Un module M_5 placé en sortie de M_1 réalise une décimation de $X(0, \dots, 2N-1)$, de sorte qu'il ne garde qu'un coefficient sur deux de X , pour constituer un vecteur fréquentiel $X'(0, \dots, N-1)$.

En sortie de M_5 est placé un filtre adaptatif dépendant de X' et fournissant un vecteur $H(0, \dots, N-1)$ à N coefficients. Le vecteur H ne comportant que N coefficients, il ne peut pas être convolué avec $X(0, \dots, 2N-1)$. Il est donc nécessaire de construire à partir de H un vecteur $H'(0, \dots, 2N-1)$ à $2N$ coefficients dont la transformée inverse ait ses N premiers échantillons identiques à ceux de la réponse impulsionnelle de H , et dont les N derniers échantillons soient nuls.

On place pour cela un module M_3 entre le filtre H et un module de convolution avec la fonction $X(0, \dots, 2N-1)$.

Le module M3 reçoit en entrée le signal fréquentiel H à $N=512$ points, correspondant à une réponse impulsionnelle de 512 points.

Partant de ces $N=512$ points fréquentsiels, on cherche à obtenir une fonction H' à $2N$ points.

5 Le module M3 se décompose en deux modules M_3' et M_3'' . Le premier module M_3' insère un zéro après chacun des N points du signal H pour obtenir un signal $H_0(0, \dots, 2N-1)$ à $2N=1024$ points dont un coefficient sur deux est nul, et plus précisément dont les coefficients d'indices impairs sont nuls.

10 Le vecteur fréquentiel H_0 ainsi obtenu correspond à une réponse impulsionnelle à $2N=1024$ points dont les N premiers points sont les mêmes que ceux de la réponse impulsionnelle de H à un facteur $\frac{1}{2}$ près.

15 La réponse impulsionnelle de H reste donc inchangée par l'introduction de zéros entre les échantillons initiaux, si les échantillons initiaux se retrouvent dans le signal complété à un échantillon sur deux en partant du premier indice du signal complété, c'est à dire à partir de l'indice 0 si le signal complété est indicé à partir de l'indice 0. Les échantillons de H se retrouvent donc aux indices pairs de H' . Une telle insertion ne modifie pas la première partie à 512 points de la réponse impulsionnelle.

20 Un second module M_3'' réalise ensuite un traitement du vecteur fréquentiel complété H_0 , qui est similaire au traitement décrit précédemment en référence à la figure 17, et qui a pour effet d'annuler les N derniers points de la réponse impulsionnelle à $2N$ points de H_0 sans modifier les N premiers points, et cela à partir du domaine transformé sans revenir dans le domaine temporel.

25 On utilise ici un filtre de longueur 15 dont les coefficients se calculent d'une manière analogue à ceux du premier exemple de réalisation.

30 Dans le cas présent, une valeur sur deux du signal fréquentiel H_0 à convoluer est nulle. Ainsi, seulement un coefficient sur 2 du filtre doit être multiplié avec une valeur non nulle de $H_0(k)$.

De plus, le fait d'annuler la seconde partie de la réponse impulsionnelle et de conserver inchangée sa première moitié ne modifie pas les 512 coefficients initiaux de la fonction fréquentielle entre lesquels ont été introduits à chaque fois un zéro de la façon précédemment détaillée.

5 Ainsi, la convolution de H_0 avec une fonction U telle que celle proposée précédemment, correspondant à une fenêtre temporelle demi-bande, ne modifie pas les 512 valeurs non nulles de H_0 , c'est à dire les valeurs $H_0(k)$ pour les valeurs paires de k allant de 0 à 1022.

10 Au bilan, seules les valeurs nulles de $H_0(k)$ sont à recalculer par convolution.

Il n'est donc nécessaire que de calculer un coefficient sur deux du filtre U . Avec un filtre U de longueur 15 et atteignant son maximum en module, c'est à dire son point de symétrie hermitienne, pour $k_0=7$, c'est à dire

avec $\tilde{U}(k) = \sin c\left(-\frac{Lu-1}{4} + \frac{k}{2}\right) \text{kaiser}(k, \text{beta})$ et $U(k) = \tilde{U}(k) e^{j\pi\left(-\frac{Lu-1}{4} + \frac{k}{2}\right)}$, pour

15 $Lu = 15$, on obtient les coefficients suivants :

k	0	2	4	6	7	8	10	12	14
U(k)	0.0552j	0.1001j	0.1952j	0.6308j	1	-0.6308j	-0.1952j	-0.1001j	-0.0552j

On choisit de préférence Lu impair pour obtenir autant de coefficients de part et d'autre du point de symétrie de U .

20 Un coefficient sur deux étant inutile, les coefficients à calculer sont tous purement imaginaires et présentent bien une symétrie hermitienne par rapport à $k_0=7$.

Comme dans le cas précédent, les calculs sont avantageusement effectués de la façon suivante :

25 En posant

$$\begin{aligned} A(k) &= Z(k+14) - Z(k) \\ B(k) &= Z(k+12) - Z(k+2) \\ C(k) &= Z(k+10) - Z(k+4) \\ D(k) &= Z(k+8) - Z(k+6) \end{aligned}$$

et avec $k_0 = \frac{Lu-1}{2} = 7$ on obtient le résultat interpolé :

$$H'(k) = \begin{cases} H(k) & \text{si } k \text{ est pair} \\ U(0)A(k-7) + U(2)B(k-7) + U(4)C(k-7) + U(6)D(k-7) & \text{si } k \text{ impair} \end{cases}$$

La complexité de calcul est donc de 8 multiplications et de 14 additions réelles pour chacun des points calculés.

Bien entendu, dans un dispositif différent de celui de la figure 18
 5 mais comportant un module M3 similaire, le vecteur H à interpoler peut être la transformée du signal temporel et ce signal temporel peut être réel. Dans un tel cas, la complexité est encore réduite d'un facteur de 2 par la symétrie hermitienne de H.

Nous montrons maintenant les résultats correspondant à cet
 10 exemple.

Sur les figures annexées sont représentées :

- Sur la figure 13, on a représenté le module de la fonction de transfert du filtre H sur quelques points ainsi que quelques points interpolés pour former le vecteur H' ;
- 15 - sur la figure 14, la réponse impulsionnelle d'un filtre H'' obtenue à partir de celle de H par la méthode connue consistant en deux transformées de Fourier rapides entre lesquelles est effectué un prolongement de la réponse impulsionnelle de H par 512 zéros,
- 20 - sur la figure 15, la réponse impulsionnelle du filtre H' obtenu en sortie du module M3 du dispositif de la figure 18,
- sur la figure 16, l'erreur entre la réponse impulsionnelle du filtre H'' et la réponse impulsionnelle du filtre H'.

L'homme de l'art observera que l'erreur obtenue est, là aussi,
 25 compatible avec les performances requises notamment dans les applications de transmission de parole telles que le débruitage par filtrage optimal.

Dans le dispositif de l'invention, on remplace donc la suite d'opérations complexe : transformation inverse, fenêtrage ou prolongement par des zéros, puis transformation directe, par un filtrage approprié. Ce

filtrage de faible complexité est appliqué directement à des données issues de la transformation, qui est fréquemment la transformation de Fourier.

5 Dans une première variante, le dispositif permet d'approximer, avec un degré de précision adapté à l'application, un fenêtrage temporel mettant à zéro M échantillons consécutifs d'un bloc de T échantillons ($M < T$). Le filtrage appliqué aux données dans le domaine transformé peut être considéré comme l'équivalent d'un filtrage passe-bas, c'est-à-dire d'un lissage.

10 Dans une seconde variante, le dispositif permet d'approximer, avec un degré de précision adapté à l'application, le prolongement d'un bloc de N échantillons par M zéros. Le filtrage appliqué aux données dans le domaine transformé peut alors être considéré comme une interpolation permettant de construire les M points manquants pour prolonger les données fréquentielles à $N+M$ points.

15 Les figures 19, 20 et 21 montrent d'autres exemples de dispositifs conformes à l'invention.

Chacun des dispositifs des figures 19, 20 et 21 présente un filtre H adaptatif à coefficients variables, à N ou $2N$ coefficients. Chacun de ces dispositifs présente un module M1 recevant en entrée un signal temporel S1 et réalisant une transformée de Fourier de ce signal.

20 Le premier module M1 du dispositif de la figure 19 reçoit en entrée un bloc temporel S1 à N échantillons. Ce module M1 réalise une transformée de Fourier discrète à N points sur ce signal S1 et fournit ainsi la transformée de Fourier X de ce bloc de N données.

25 Dans le cas du dispositif de la figure 20, le module M1 complète le signal S1 par des zéros pour obtenir un signal à $2N$ coefficients, puis réalise la transformée de Fourier discrète à $2N$ coefficients de ce signal complété.

30 Dans le cas de ces deux dispositifs, la fonction de transfert du filtre H est calculée à partir de la transformée de Fourier X en sortie du module M1 et s'adapte en fonction de cette transformée de Fourier X. Cette dépendance est symbolisée par une double flèche verticale.

Dans le cas de la figure 19, le dispositif présente en sortie du module M1, un module M2 qui réalise les deux opérations décrites précédemment d'introduction d'un zéro entre chaque couple de valeurs du signal X à N coefficients, pour obtenir un signal $X'(0, \dots, 2N-1)$, puis réalise sur le signal X' une convolution avec un filtre U tel que ceux proposés précédemment.

Ce module M2 réalise donc une interpolation pour étendre directement la taille de la transformée de Fourier à 2N points fréquentiels à partir du signal X à N points, X' ayant pour réponse impulsionnelle la réponse impulsionnelle de X prolongée par des zéros.

Le dispositif de la figure 19 présente également un module M3 réalisant sur la fonction de transfert H du filtre à N points la même opération d'interpolation, c'est à dire l'introduction d'un zéro entre chaque couple de valeurs de H, puis une convolution avec une fonction U telle que celles proposées précédemment, correspondant à une annulation d'une deuxième partie de la réponse impulsionnelle du filtre à 2N points obtenu par introduction des zéros.

Ainsi, sur la figure 19, on obtient en sortie du module M2 un signal fréquentiel représentatif d'un signal temporel à 2N points dont les N premiers sont ceux du signal d'entrée S1. On obtient en sortie du module M3 un signal fréquentiel S3 à 2N points dont la réponse impulsionnelle à 2N points présente pour ses N premiers points les mêmes valeurs que la réponse impulsionnelle du filtre H, et pour ses N derniers points des valeurs nulles.

Ces deux signaux fréquentiels à 2N points S2 et S3 sont ensuite multipliés au niveau d'un module multiplicateur M4, qui peut également être un module réalisant une corrélation ou une convolution entre S2 et S3.

Le dispositif de la figure 20 présente une structure similaire à celui de la figure 18, à la différence que le filtre adaptatif H présente 2N coefficients, et que le module M3 annule les N derniers coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre à partir du domaine fréquentiel. Le lissage

permet ainsi de réaliser l'équivalent de la contrainte de convolution linéaire en limitant la longueur de la réponse impulsionnelle du filtre à N points.

La réponse fréquentielle H' ainsi obtenue est multipliée au vecteur X au niveau d'un module multiplicateur de sortie $M4$.

5 La figure 21 représente un dispositif de même structure que celui de la figure 18, à la seule différence que le module $M1$ fournit une transformée fréquentielle à N échantillons, et que le décimeur effectue une décimation de la transformée de Fourier X à N échantillons du bloc de N données en ne conservant qu'un point sur D (D étant un nombre entier
10 supérieur ou égal à 2).

On obtient ainsi un vecteur X' à N/D points, à partir duquel on effectue l'adaptation de la fonction de transfert du filtre H , cette fonction de transfert H ayant $L=N/D$ points. De la même manière que pour le dispositif de la figure 18, on reconstitue par interpolation une fonction de transfert H' sur N
15 points au niveau d'un module $M3$ conforme à ceux exposés en détail précédemment, avant d'effectuer une convolution linéaire entre H' et X au niveau d'un module multiplicateur $M5$.

Au sein de $M3$, un premier module M_3' introduit après chaque échantillon de H un nombre D de zéros. Le signal fréquentiel H_0 ainsi obtenu
20 correspond à une réponse impulsionnelle à $D.L$ points dont les L premiers points sont les mêmes que ceux de la réponse impulsionnelle de H . La réponse impulsionnelle de H reste en effet inchangée par l'introduction de zéros entre les échantillons initiaux.

Un deuxième sous-module M_3'' réalise ensuite un traitement du
25 signal fréquentiel H_0 à $D.L$ points obtenu, qui a pour effet d'annuler les $(D-1).L$ derniers points de la réponse impulsionnelle à $D.L$ points de H_0 , sans modifier les L premiers points de cette réponse impulsionnelle. On obtient ainsi le vecteur fréquentiel H' souhaité à $N=D.L$ points.

Un telle décimation a l'avantage de réduire sensiblement la
30 complexité de calcul pour adapter le filtre H ; elle est applicable dans les cas

où la fonction de transfert du filtre est assez régulière pour être décimée sans perte critique d'information.

On notera que, grâce à l'invention, des filtres à très petit nombre de coefficients peuvent être utilisés.

5 On décrira maintenant un dispositif d'annulation de l'écho acoustique et un dispositif de réduction d'une perturbation (bruit et écho) mettant en œuvre un dispositif de l'invention.

10 Il est bien connu que dans certaines applications de transmission de la parole, telles que la téléphonie mains-libres et la téléconférence, des dispositifs appropriés doivent être utilisés pour combattre l'écho acoustique, qui serait sinon une source de gêne considérable dans les conversations.

15 Dans l'état de l'art, ces dispositifs mettent en œuvre comme représenté à la figure 22, un filtre adaptatif FA dont le rôle est d'identifier et de modéliser la réponse impulsionnelle du chemin de couplage acoustique entre un haut-parleur HP et un microphone MIC du terminal téléphonique mains libres ou du système de téléconférence.

Cette partie du dispositif représentée figure 22, est appelée annuleur d'écho acoustique.

20 Les réalisations pratiques de ces dispositifs peuvent prendre des formes très diverses, par exemple celles exposées dans le document [8].

25 Les coefficients du filtre adaptatif FA sont ajustés au cours du temps par un algorithme approprié, qui exploite un signal de parole reçu et une estimation d'erreur présente sur le signal de parole émise à partir du micro MIC et après application sur ce signal du filtre FA. Un algorithme classique pour l'adaptation des coefficients du filtre FA est connu sous le nom de gradient stochastique ou LMS.

30 On s'intéresse ici à une forme de calculs dite par blocs, mettant en œuvre la transformation de Fourier ou la transformation de Hartley, cette forme nécessitant un volume de calculs nettement inférieur à la forme temporelle classique.

La figure 23 est un schéma typique de réalisation d'un annuleur d'écho sous forme par blocs. Ce dispositif présente des modules C1 et C2 d'application respectivement d'une contrainte de calcul de corrélation et d'une contrainte de convolution linéaire. On notera que ces modules C1 et C2 appliquent ces contraintes directement sur un signal temporel et sont donc chacun encadrés par un module de transformée inverse et un module de transformée directe.

La figure 24 montre un schéma de réalisation d'un annuleur d'écho sous forme par blocs selon l'invention.

Dans ce dispositif, les modules C1 et C2 ainsi que les modules de transformées inverse et directe les encadrant, ont été remplacés à chaque fois par un module de lissage ne comportant pas de calcul de transformée inverse ou directe.

Le tableau suivant détaille le volume de calculs à effectuer pour traiter un bloc d'échantillons réels dans le cas d'un module de contrainte classique à transformées de taille T et dans le cas d'un filtre de lissage fréquentiel de 7 coefficients utilisant les réductions de calcul proposées précédemment :

	forme classique	Opération effectuée	forme modifiée suivant l'invention
C1	$2T \log_2 T$	(x)	3T
	$2T \log_2 T$	(+)	4T
C2	$4T \log_2 T + T$	(x)	3T
	$4T \log_2 T$	(+)	4T

Ainsi, si l'on considère une transformée de taille $T = 1024$, il vient :

	forme classique	Opération effectuée	forme modifiée suivant l'invention
C1	20×1024	(x)	3×1024
	20×1024	(+)	4×1024

C2	41 x 1024	(x)	3 x 1024
	40 x 1024	(+)	4 x 1024

L'emploi du dispositif objet de l'invention représente donc un gain de 109568 opérations arithmétiques, toutes opérations confondues (le nombre d'opérations étant ramené à 14336).

5 Il est bien connu également que dans les applications de transmission de la parole, le bruit ambiant capté par le microphone du terminal peut être une cause de gêne pour les usagers distants (le niveau de bruit peut être très élevé lorsque la conversation téléphonique a lieu depuis un poste radiotéléphonique mains-libres installé dans un véhicule).

10 De même, pour un système de transmission installé dans une salle, il est bien connu qu'en absence d'un dispositif annuleur d'écho suivant le principe de la figure 22 ou même en présence d'un dispositif annuleur d'écho dont le filtre adaptatif a une longueur sensiblement plus faible que la réponse acoustique de la salle, l'écho présent sur la voie de parole émise
15 peut être une cause de gêne importante pour ces mêmes usagers distants.

Dans l'état de l'art classique, des techniques basées sur l'emploi d'un atténuateur variable (dites à variation de gain) sont employées pour diminuer la gêne due à l'écho. Dans l'état de l'art plus avancé, des filtres variables ajustés suivant les caractéristiques des différents signaux (dits
20 filtres optimaux) sont employés dans ce but et offrent une qualité subjective meilleure. Ces mêmes filtres variables peuvent être employés pour réduire efficacement le bruit présent sur la parole transmise.

La figure 25 représente un dispositif basé à la fois sur l'emploi d'un annuleur d'écho et sur l'emploi d'un filtre optimal pour effectuer la
25 réduction d'une perturbation composée de bruit et/ou d'écho.

Le module d'annulation d'écho de ce dispositif selon l'invention comporte un haut-parleur 100, un micro 200, un module de soustraction 300 et un ensemble de filtrage 400.

Cet ensemble de filtrage 400 reçoit à une première entrée un signal $x(t)$ arrivant également sur le haut-parleur 100, ce module de filtrage recevant également par une seconde entrée un signal qui est obtenu en sortie du module de soustraction 300, par soustraction sur un signal de micro
5 $y(t)$ transformé dans le domaine fréquentiel d'un signal obtenu par application du module de filtrage sur le signal de haut-parleur $x(t)$.

Le module d'annulation d'écho comporte deux branches se rejoignant en un multiplicateur 450. Une première de ces branches comporte un module 410 de transformée de Fourier directe du signal de haut-parleur
10 $x(t)$, et un module de conjugaison 420 de ce signal transformé. La deuxième de ces branches comporte un module de contrainte C1 réalisant une contrainte sur un signal Y' pour calculer un vecteur erreur, un module 440 de multiplication par une matrice de normalisation en sortie de ce module de contrainte C1. Le module multiplicateur 450 réalise la multiplication entre le
15 vecteur de haut parleur transformé et conjugué et le vecteur erreur multiplié par la matrice de normalisation.

Ce module 450 de multiplication fournit un vecteur fréquentiel à un module de contrainte C2. En sortie de ce module de contrainte C2 est placé un module 470 de mise à jour des coefficients d'un filtre adaptatif de
20 l'annuleur d'écho. Le filtre ainsi mis à jour est appliqué à la transformée du signal de haut-parleur $x(t)$ au niveau d'un module multiplicateur 480 disposé à la sortie du dispositif de mise à jour 470 et en amont du soustracteur 300.

Le dispositif selon l'invention présente un avantage fondamental sur les dispositifs connus, qui est que le signal fréquentiel auquel le filtre est
25 appliqué au niveau du module 480 n'est pas transformé immédiatement dans le domaine temporel pour être soustrait au signal temporel d'entrée de micro $y(t)$, mais est conservé dans le domaine fréquentiel. Ainsi, dans ce dispositif, c'est le signal de micro $y(t)$ qui est transformé dans le domaine fréquentiel pour pouvoir soustraire à ce signal de micro transformé dans le domaine
30 fréquentiel le signal d'écho estimé, obtenu en sortie du multiplicateur 480, qui est conservé dans le domaine fréquentiel. Cette opération de soustraction

dans le domaine fréquentiel est réalisée au niveau du soustracteur 300 qui est disposé entre le module 480 d'application du filtre adaptatif d'annulation d'écho et un module de transformée de Fourier directe de sortie de micro 495.

5 Au sein de ce dispositif, ce n'est pas un signal d'erreur temporel correspondant au signal de micro auquel est soustrait le signal d'écho estimé, qui est transmis au module de contrainte C1. On transmet au module de contrainte C1 un vecteur fréquentiel d'erreur sans retour dans le domaine temporel entre le calcul de ce vecteur d'erreur et le module de contrainte C1.

10 Ce vecteur fréquentiel d'erreur est égal à la différence entre la transformée fréquentielle du signal de haut parleur auquel est appliqué le filtre adaptatif 470, et le signal de micro transformé dans le domaine fréquentiel. Ainsi, le module de contrainte C1 ne présente pas comme dans le cas des dispositifs connus, deux sous modules, mais trois sous modules qui sont
15 successivement un premier sous-module 432 de transformée de Fourier inverse dans le domaine temporel, un second sous-module 435 d'annulation d'une partie initiale du signal temporel obtenu en sortie du module 432, et un troisième sous module 438 réalisant une transformation de Fourier directe du signal temporel ainsi tronqué dans le domaine fréquentiel.

20 Ainsi, le module de contrainte C1 réalise sur le vecteur d'erreur fréquentielle qui lui est transmis, un traitement équivalent à une troncature de la transformée temporelle de ce signal d'erreur fréquentielle.

 Le signal d'erreur fréquentielle Y' est donc utilisé par l'ensemble formé des modules 430 de contrainte C1, 460 de contrainte C2, 450 de
25 multiplication et 420 de conjugaison, pour calculer, avec un nouveau bloc d'échantillons $x((t+1)B)$, un nouveau jeu de coefficients du filtre adaptatif qui sera appliqué à ce nouveau bloc de données de haut parleur $x((t+1)B)$ pour former un nouveau vecteur Y' .

 Le signal Y' obtenu en sortie du soustracteur 300 n'est pas
30 seulement fourni au module de contrainte C1, il est également transmis à la seconde partie du dispositif formant un réducteur de perturbations.

Celui-ci est de forme classique en lui-même. Le signal Y'' obtenu en sortie de l'annuleur d'écho est fourni à l'entrée d'une boucle 500 décrivant successivement deux modules 520 et 530. Le module 520 réalise un calcul des coefficients du filtre réducteur de perturbations à partir du signal fréquentiel Y' . Le vecteur fréquentiel de sortie de ce premier module 520 est
 5 fourni à un module 530 réalisant une contrainte C3 sur ce vecteur fréquentiel. Le module 530 se décompose en trois sous modules, un premier sous module 532 réalisant une transformation de Fourier inverse du vecteur fréquentiel de sortie du module 520 de façon à fournir le signal temporel correspondant à ce vecteur. Ce signal temporel est ensuite soumis à un sous
 10 module 536 qui annule une partie de ce vecteur et plus précisément une partie finale de celui-ci, puis le vecteur temporel tronqué subit une transformée de Fourier directe au niveau d'un troisième sous module 538. La boucle 500 fournit ainsi un filtre réducteur de perturbations dont les
 15 coefficients fréquentsiels sont tels que leur transformée de Fourier inverse a un nombre de coefficients non nuls réduit.

Le vecteur fréquentiel obtenu en sortie du second module 530 est appliqué au signal fréquentiel d'erreur Y' au niveau d'un module de multiplication 600. On obtient ainsi un signal fréquentiel Z' correspondant à la
 20 transformée de Fourier d'un signal temporel dont l'écho a été annulé et dont des perturbations, ici le bruit, ont été réduites.

Le vecteur fréquentiel Z' ainsi obtenu est ensuite transformé dans le domaine temporel par un module de sortie 700 réalisant une transformée de Fourier inverse sur ce signal Z' . On obtient alors un bloc d'échantillons
 25 temporel dont l'écho a été annulé et dont les perturbations ont été réduites.

On notera également que l'on dispose en sortie de ce dispositif un module 800 réalisant un passage d'une cadence bloc à une cadence échantillon. Le message sonore obtenu est ensuite transmis à un correspondant qui reçoit donc le signal sonore présent devant le micro 200 à
 30 l'instant considéré, duquel ont été supprimés l'écho et le bruit.

Ainsi ce dispositif permet de supprimer un module de transformée de Fourier directe qui existait classiquement entre un module de calcul d'erreur et un module de réduction de perturbations lorsque deux tels modules étaient couplés. Le signal fréquentiel Y' est donc fourni directement à la boucle 500 et notamment au premier module de cette boucle réalisant un calcul du filtre réducteur de perturbations.

On obtient ainsi en sortie du module de contrainte 530 un jeu de coefficients du filtre réducteur de perturbations adapté en fonction du signal Y' .

Le dispositif qui vient d'être décrit présente un réducteur de bruit. Toutefois ce réducteur de bruit peut être remplacé par un module de réduction d'écho, un réducteur diminuant un mélange d'écho et de bruit, ou plus généralement tout réducteur de perturbations.

On notera la présence de trois modules de contraintes C1, C2 et C3 consistant chacun en un module d'annulation d'une partie d'un signal temporel encadré par deux transformées, une inverse et une directe. La contrainte C3 peut être vue comme une contrainte de convolution linéaire. Selon l'invention, on peut considérer C3 comme un moyen pour lisser la réponse en fréquence du filtre et contrôler la sélectivité de ce filtre en limitant son support temporel et en annulant donc autant d'échantillons que nécessaire pour effectuer ensuite la transformée de taille T.

Conformément à l'invention, on remplace chacun des trois modules de contrainte C1, C2, C3 par un module de lissage fréquentiel. Selon le but recherché, la contrainte C3 peut être remplacée par un module de lissage fréquentiel ou un module d'interpolation faisant objet de l'invention. Le volume des calculs effectués dans le dispositif de l'invention est nettement plus faible que dans le cas du dispositif classique.

Ainsi, sur la figure 25, la réalisation d'un annuleur d'écho combiné à une réduction de perturbations par filtrage optimal nécessite l'emploi de 9 transformées. Le dispositif de la figure 26 ne diffère de celui qui vient d'être décrit en référence à la figure 25 qu'en ce que les trois modules de contrainte

C1, C2 et C3 ont été remplacés par des modules de lissage utilisant une convolution avec une fonction U telle que celles qui ont été décrites précédemment.

Comme il est montré sur la figure 26, un système correspondant
 5 selon l'invention nécessite seulement 3 transformées et 3 modules de lissage, les trois modules de lissage remplaçant chacun un ensemble de deux transformées et d'une contrainte temporelle.

Le tableau suivant détaille le volume de calculs à effectuer pour
 réaliser les contraintes C1, C2 et C3 dans le cas d'une transformée de taille
 10 T (figure 25) et dans le cas d'un filtre de lissage fréquentiel de 7 coefficients (figure 26) :

	Forme classique	Opération effectuée	Forme modifiée suivant l'invention
C1	$4T \log_2 T + T$	(x)	4T
	$4T \log_2 T$	(+)	7T
C2	$4T \log_2 T + T$	(x)	4T
	$4T \log_2 T$	(+)	7T
C3	$4T \log_2 T + T$	(x)	4T
	$4T \log_2 T$	(+)	7T

15 Ainsi, si l'on considère une transformée de taille $T = 1024$, il vient :

	Forme classique	Opération effectuée	Forme modifiée suivant l'invention
C1	41 x 1024	(x)	4 x 1024
	40 x 1024	(+)	7 x 1024
C2	41 x 1024	(x)	4 x 1024
	40 x 1024	(+)	7 x 1024
C3	41 x 1024	(x)	4 x 1024
	40 x 1024	(+)	7 x 1024

L'emploi d'un dispositif conforme à l'invention représente donc un gain de 215040 opérations arithmétiques, toutes opérations confondues. (Le nombre d'opérations étant ramené à 33792).

5 Il permet de faire directement dans le domaine transformé, c'est à dire le domaine fréquentiel, l'équivalent de la mise à zéro d'un nombre donné de coefficients temporels (lissage) ou l'équivalent de l'ajout d'un nombre donné de zéros dans le domaine temporel (interpolation), condition nécessaire pour ne pas générer de convolution/corrélation circulaire lorsque
10 l'on fait du filtrage/corrélation dans le domaine transformé, comme cela est exposé en détail dans le document [6].

Ainsi, un dispositif conforme à celui de la figure 25 est particulièrement adapté à une réduction importante de calculs en utilisant une fonction U telle que celles décrites précédemment. Un tel dispositif, muni
15 de tels modules de lissage, permet d'effectuer l'annulation d'écho et la réduction de perturbations totalement dans le domaine fréquentiel, sans retour dans le domaine temporel coûteux en calculs.

Les différents dispositifs décrits peuvent être réalisés au moyen de la technique de l'état de l'art, notamment au moyen de processeurs de signal
20 en temps réel (DSP) typiquement à arithmétique flottante, tel que ceux couramment utilisés dans les applications audio et de télécommunications (par exemple TMS320C3X ou TMS320C4X de TEXAS INSTRUMENTS) ; des processeurs à arithmétique fixe peuvent aussi être utilisés, en respectant

les précautions usuelles de cadrage approprié des données dans les traitements. Il est à noter que l'invention ne présente pas uniquement des avantages en complexité, mais elle rend aussi l'implémentation plus facile (pas de permutation « scrambling », moins de problèmes de cadrage pour
5 calcul en virgule fixe, programme plus simple, adressage plus simple,...).

Un dispositif selon l'invention est donc du plus grand intérêt dès que l'on fait du filtrage variable dans le temps et que l'on travaille dans le domaine transformé.

Ceci englobe donc non seulement le filtrage adaptatif utilisé en
10 annulation d'écho mais notamment, de façon plus générale, tout filtrage adaptatif dont les utilisations sont multiples : débruitage, séparation de signaux, etc.

Un contexte typique d'application d'un dispositif de l'invention est décrit dans [7], où un dispositif classique à deux transformées encadrant un
15 module de fenêtrage est utilisé pour attribuer au filtre des caractéristiques sélectives en modifiant la taille de la réponse impulsionnelle de celui-ci.

Dans certains modes de réalisation décrits ici, on convolue avec U une fonction X qui est la Transformée de Fourier discrète d'un signal temporel discret. Bien entendu, une fonction U telle que celles décrites ci-
20 dessus s'applique de la même façon à des signaux fréquentiels correspondant à une transformée de Fourier discrétisée d'un signal temporel continu.

- [1] G.A. CLARK, R. PARKER, S.K. MITRA, « A Unified Approach to Time-
25 and-Frequency-Domain Relatization of FIR adaptive Digital Filters », IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-31, No. 5, October 1983.
- [2] D. MANSOUR, A.H. GRAY, Jr., « Unconstrained Frequency-Domain Adaptive Filter », IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal
30 Processing, Vol. ASSP-30, No. 5, October 1982, pp. 726-734.

- [3] J. PRADO, E. MOULINES, « Frequency-domain-adaptive filtering with applications to acoustic echo cancellation », Annales des Télécommunications, tome 49 n° 7-8, Juillet-Août 1994, pp. 414-428.
- [4] Brevet H. McLAUGHLIN, Sté Signalworks, USA, pour « System and
5 method for an efficiently constrained frequency-domain adaptive filter »,
réf. US 5 526 426, filed 8 Nov. 1994, issued 11 June 1996.
- [5] Brevet P. SOMMEN, T.A. CLAASEN, P. VAN GERWEN, H. KOTMANS, Philips Corporation, pour « Frequency-domain block-adaptive digital filter », réf. US 4 807 173, filed 3 June 1987, issued 21 Feb. 1989.
- 10 • [6] A.V. OPPENHEIM, R.W. SCHAFER, « Digital Signal Processing »,
Prentice-Hall, 1975.
- [7] V. TURBIN, A. GILLOIRE, P. SCALART, « Comparison of three post-filtering algorithms for residual acoustic echo reduction », ICASSP'97, Munich, Vol. 1, pp. 307-310.
- 15 • [8] E. HÄNSLER, « The hands-free telephone problem : an annotated bibliography update », Annales des Télécommunications, 49, n° 7-8, 1994, pp. 360-367.

REVENDEICATIONS

1. Dispositif de traitement de données numériques comportant un
 5 module (M2, M3, M''₃) réalisant sur un vecteur de données du domaine fréquentiel Z(k), où k varie de 0 à N-1, une convolution avec une fonction U, convolution qui correspond à une annulation dans le domaine temporel d'échantillons de la transformée inverse de Z(k), caractérisé en ce que la
 fonction U est de la forme : $U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{j\pi\left(\frac{k - k_0}{2}\right)^2} P(k)$, où k₀ est un
 10 entier constant et P(k) est une fenêtre de pondération symétrique autour de k₀.
2. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce que k₀ est égal à zéro.
3. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé
 15 en ce qu'il comprend un module (M₃') recevant un vecteur fréquentiel (H), apte à insérer entre deux coefficients de ce vecteur (H) à chaque fois un coefficient supplémentaire de façon à fournir un vecteur fréquentiel (H') de longueur augmentée.
4. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce
 20 que les coefficients supplémentaires sont des zéros.
5. Dispositif selon l'une des revendications 3 ou 4, caractérisé en ce que, le vecteur fréquentiel de longueur augmentée (H') étant indicé de 0 à 2N-1, les coefficients insérés sont les coefficients d'indices impairs.
6. Dispositif selon l'une des revendications 3 à 5, caractérisé en ce
 25 que le module (M2, M3, M''₃) réalisant une convolution avec U est placé en aval du module d'insertion (M'₃) et en ce que Z est le vecteur fréquentiel de longueur augmentée (H').
7. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il comporte un filtre (H) en amont du module

(M2,M3,M''₃) de convolution avec U, et en ce que Z est la fonction de transfert de ce filtre (H).

8. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens de calcul (H) des coefficients du filtre (H) à partir d'un
5 signal d'entrée (X,S1) du dispositif.

9. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il comporte un module (M1) apte à réaliser un transformée dans le domaine fréquentiel d'un signal temporel d'entrée (S1), ce module (M1) étant en amont du module (M2,M3,M''₃) de convolution avec
10 U, et en ce que Z est cette transformée fréquentielle (X), éventuellement complétée par l'intermédiaire d'un module d'insertion (M'₃) conforme à l'une des revendication 3 à 5.

10. Dispositif selon les revendications 6, 7 et 9 en combinaison, caractérisé en ce qu'il comporte un premier module (M2) appliquant une
15 convolution avec une première fonction de la forme

$$U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{-j\pi\left(\frac{\alpha(k - k_0)^2}{2}\right)} P(k) \text{ sur une transformée fréquentielle (X)}$$

d'un signal d'entrée (S1) éventuellement complété, un second module de convolution (M3) appliquant une convolution avec une deuxième fonction de

la forme
$$U(k) = \sin c\left(\frac{k - k_0}{2}\right) e^{-j\pi\left(\frac{\alpha(k - k_0)^2}{2}\right)} P(k) \text{ sur la réponse fréquentielle (H)}$$

20 d'un filtre (H) éventuellement complétée, les vecteurs de sortie (X',S3) de ces deux modules (M2,M3,M''₃) ayant un même nombre de coefficients, et en ce que le dispositif comporte en sortie un module (M4) apte à multiplier les coefficients de ces deux vecteurs de sortie (X',S3).

11. Dispositif selon l'une des revendications précédentes en
25 combinaison avec l'une des revendications 3 à 5, caractérisé en ce que le module (M2,M3,M''₃) de convolution avec U fournit un vecteur de sortie (H',S3) de même longueur que le vecteur complété Z, en conservant dans le vecteur de sortie (H', S3) les coefficients du vecteur Z qui étaient présents

avant insertion, et les autres coefficients du vecteur de sortie (H',S3) étant obtenus par convolution de Z et U.

12. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que le module (M2,M3,M''₃) de convolution avec U fournit en sortie un vecteur B(0,...,N-1) qui est tel que quel que soit k, un coefficient d'indice k de B est égal à un produit de convolution entre Z et U qui est tel que le coefficient d'indice k de Z est multiplié dans ce produit de convolution avec le coefficient d'indice k₀ de U pour lequel la fonction sinc a pour argument 0.

13. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le filtre U prend des valeurs non nulles sur un intervalle de valeurs de k qui est symétrique par rapport à la valeur k₀ pour laquelle U atteint son maximum de module.

14. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que la fonction U comporte un nombre de coefficients L_u impair, et en ce que U peut s'écrire : $U(k) = \sin c\left(-\frac{L_u - 1}{4} + \frac{k}{2}\right) e^{j\pi\left(\frac{L_u - 1}{4} \cdot \frac{k}{2}\right)} P(k)$

15. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes en combinaison avec l'une des revendications 9 ou 10, caractérisé en ce que la transformée est une transformée de Fourier discrète.

16. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que la fenêtre de pondération est une fenêtre de Kaiser de coefficient 1,5.

17. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il constitue un annuleur d'écho.

18. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il constitue un réducteur de bruit.

19. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que $\alpha = 1$.

20. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que $\alpha = -1$.

21. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il comprend un haut-parleur (100), un micro (200), un annuleur d'écho (420,430,440,450) et un réducteur de perturbations (500), l'annuleur d'écho comportant un filtre adaptatif (470) et un module de soustraction (300) fournissant l'erreur (Y') entre un signal provenant du micro (200) et un signal obtenu par application du filtre adaptatif (460) à un signal de haut-parleur (100), le filtre adaptatif (460) adaptant ses coefficients en fonction de cette erreur, et le dispositif comportant des moyens (495) aptes à transformer le signal de micro dans le domaine fréquentiel en amont du module de soustraction (300) de façon à ce que la soustraction soit effectuée dans le domaine fréquentiel.

22. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce qu'il présente des moyens (430,440) pour transmettre le résultat de cette soustraction fréquentielle au filtre adaptatif (470) de l'annuleur d'écho.

23. Dispositif selon la revendication 21, caractérisé en ce que le réducteur de perturbations (500) est placé en aval du module soustracteur (300) et est appliqué dans le domaine fréquentiel au résultat de la soustraction.

24. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce que le réducteur de perturbations (500) comporte un filtre adaptatif (520), apte à recalculer ses coefficients en fonction d'un signal d'entrée fréquentiel (Y') du réducteur de perturbations (500).

25. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce que le réducteur de perturbations (500) est placé pour recevoir en tant que ledit signal d'entrée fréquentiel du réducteur de perturbations le signal (Y') fréquentiel de sortie du module soustracteur (300).

26. Dispositif selon l'une des revendications 24 ou 25, caractérisé en ce que le réducteur de perturbations (500) forme une boucle recevant en entrée le signal fréquentiel de sortie (Y') du soustracteur (300), et appliquant

en sortie une multiplication des coefficients adaptés de son filtre adaptatif sur le signal fréquentiel de sortie (Y') du soustracteur (300).

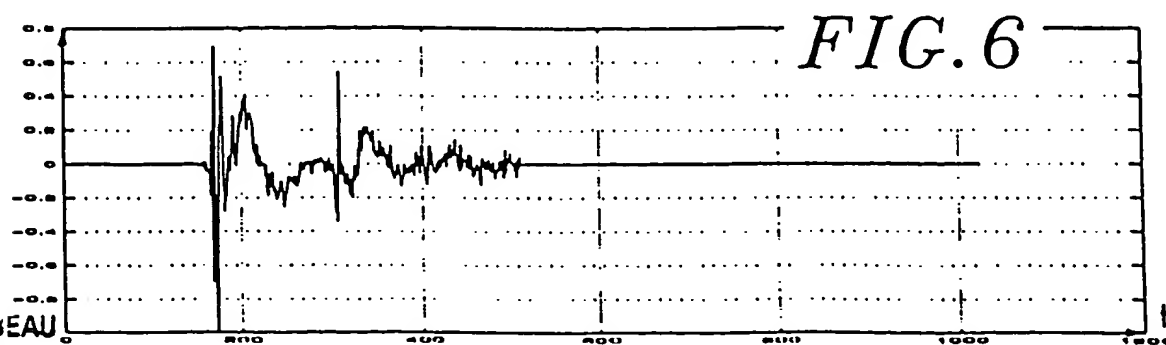
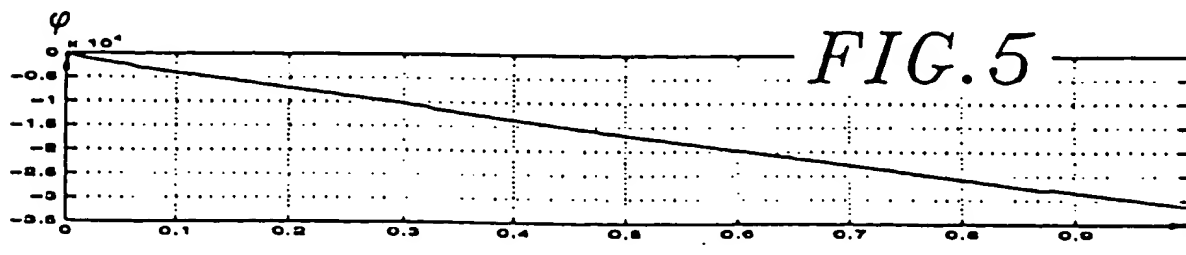
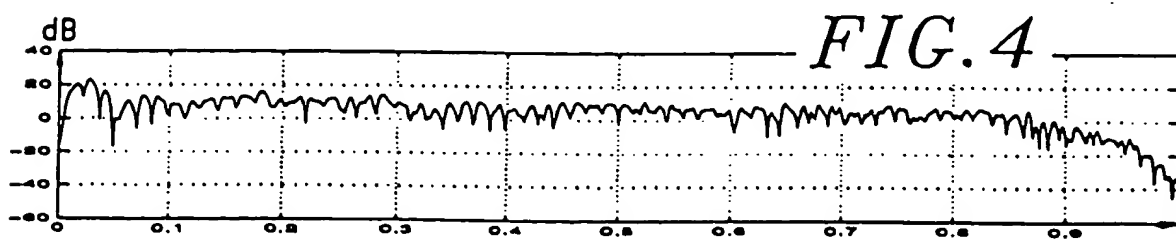
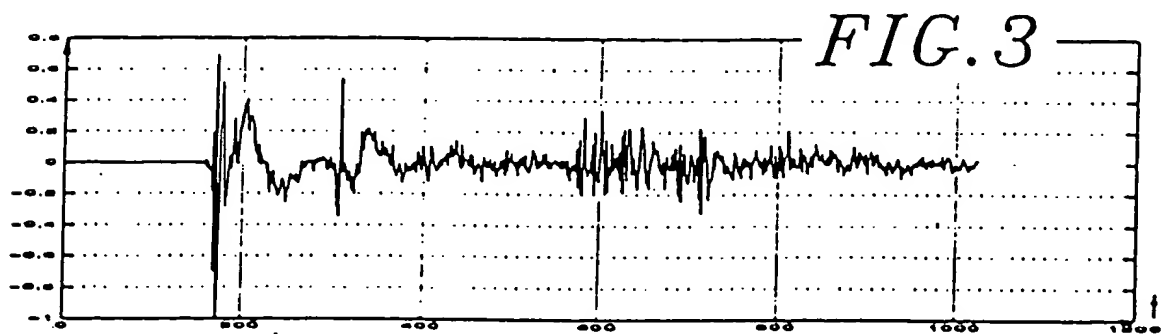
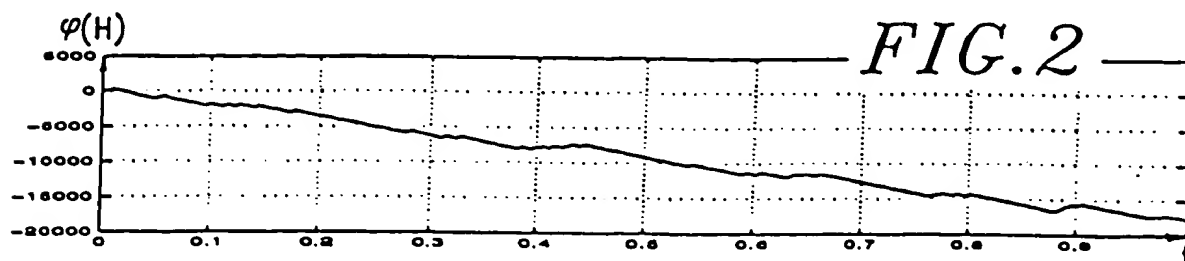
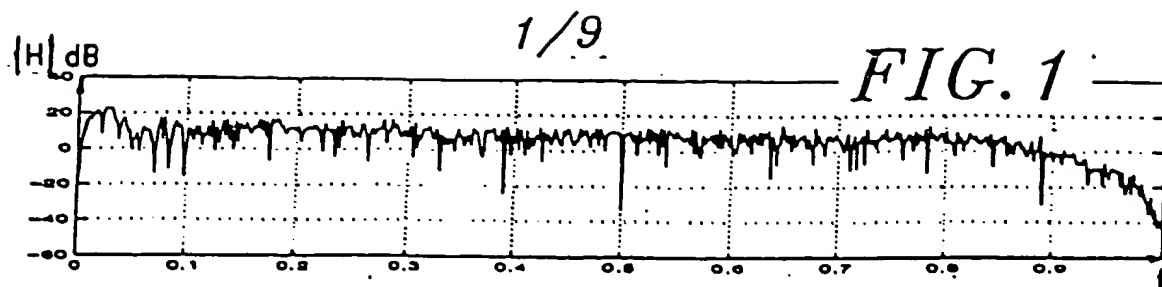
27. Dispositif selon l'une des revendications 24 à 26, caractérisé en ce que le même signal fréquentiel (Y') est utilisé comme erreur pour adapter
5 le filtre adaptatif (470) de l'annuleur d'écho et est multiplié par les coefficients du filtre adaptatif (520) du réducteur de perturbations (500).

28. Dispositif selon l'une des revendications 21 à 27, caractérisé en ce qu'aucun module de transformée n'est placé entre le module soustracteur (300) et le réducteur de perturbations (500).

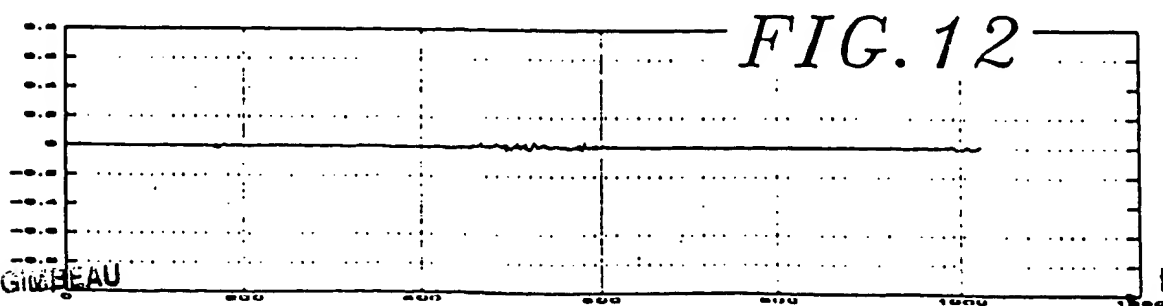
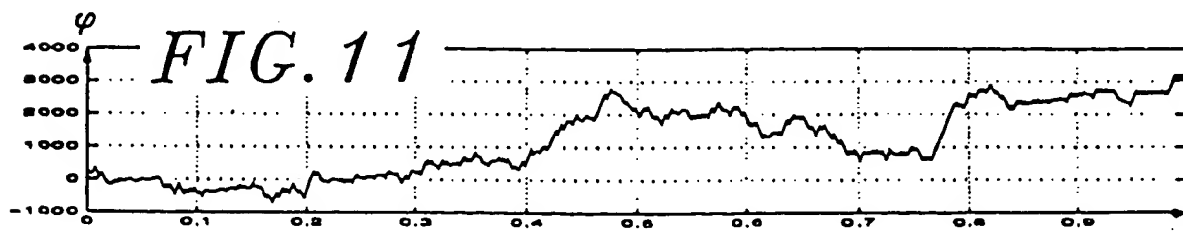
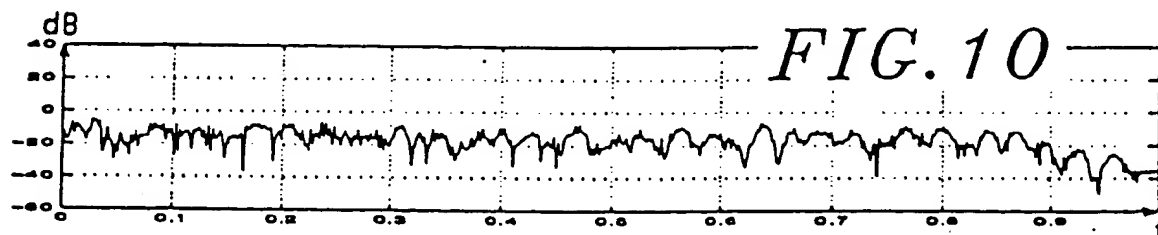
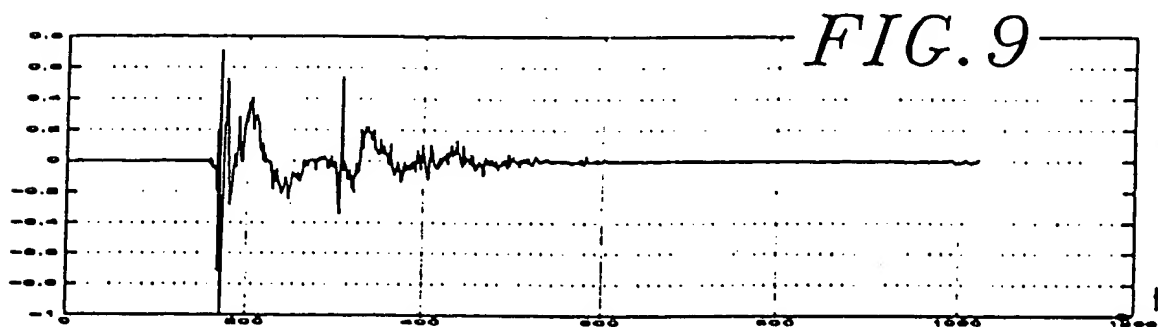
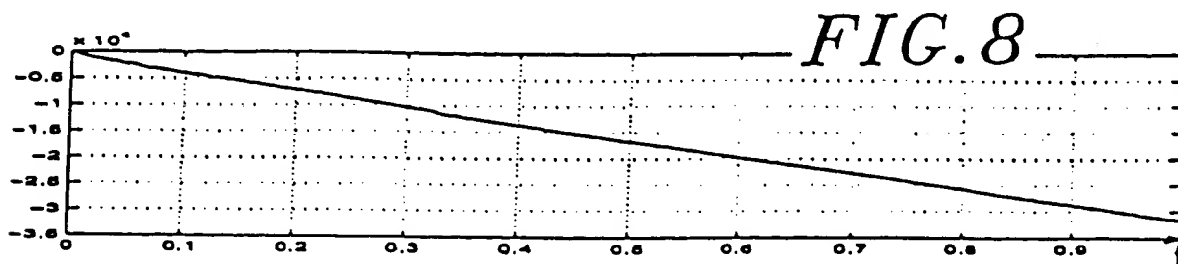
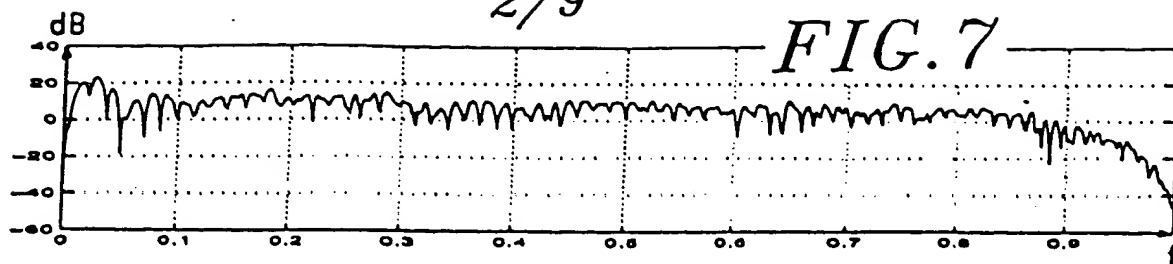
10

ORIGINAL
[Signature]

CABINET REGIMBEAU
CONSEILS EN PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
26, Avenue Kléber
75116 PARIS



2/9



CASNET REGIMBEAU
ORIGINAL

3/9

FIG. 13

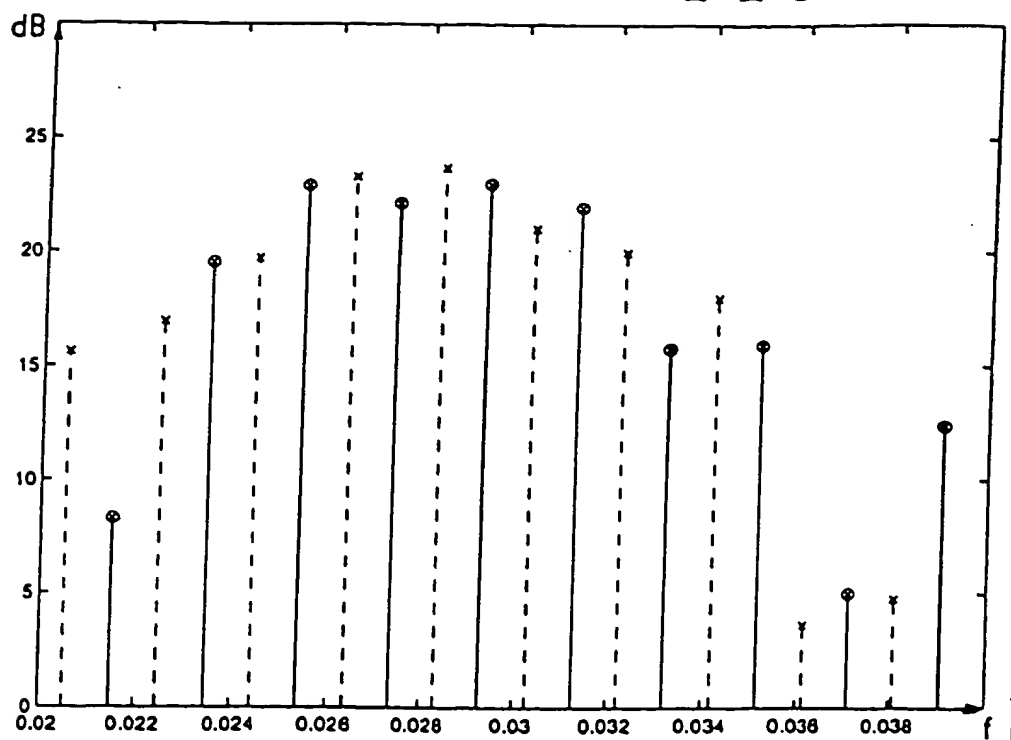
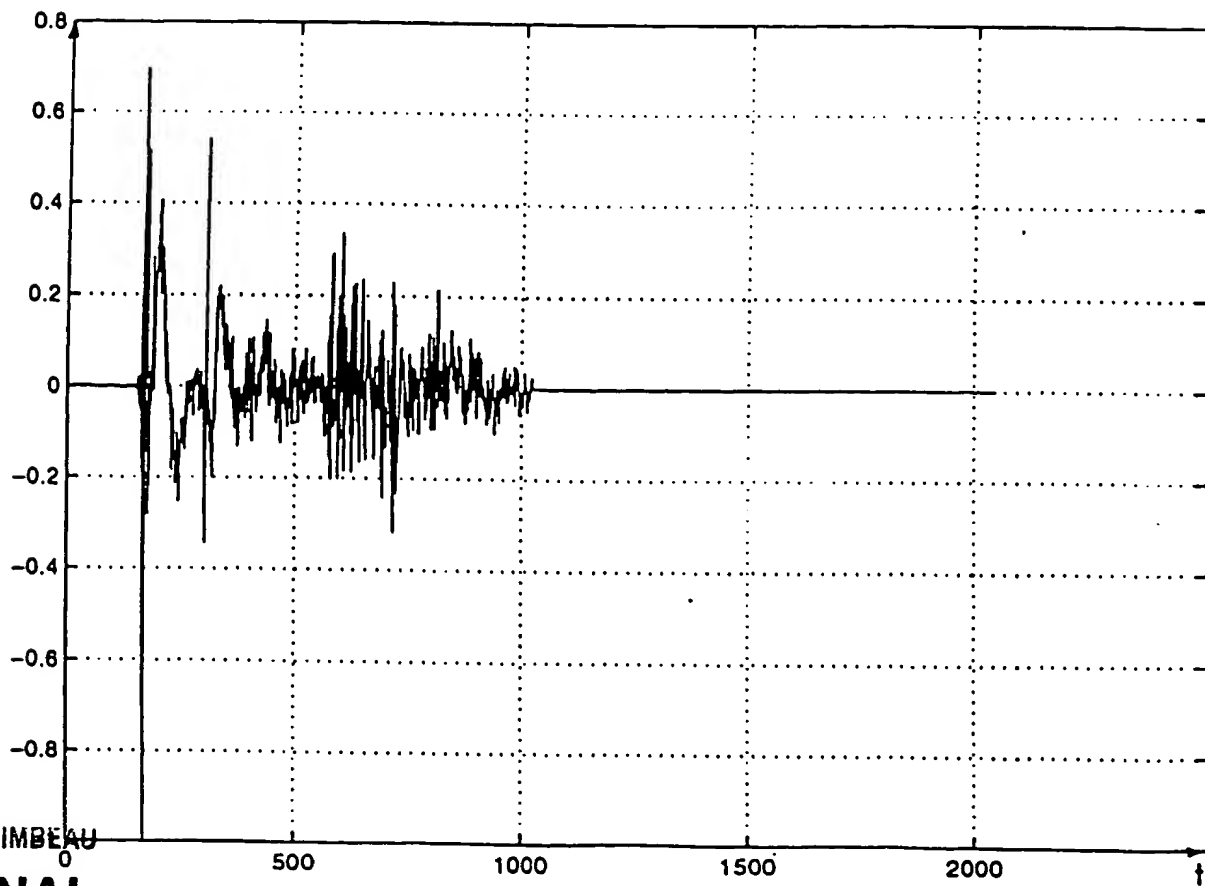


FIG. 14



CABINET REGIMBEAU
ORIGINAL

4/9

FIG. 15

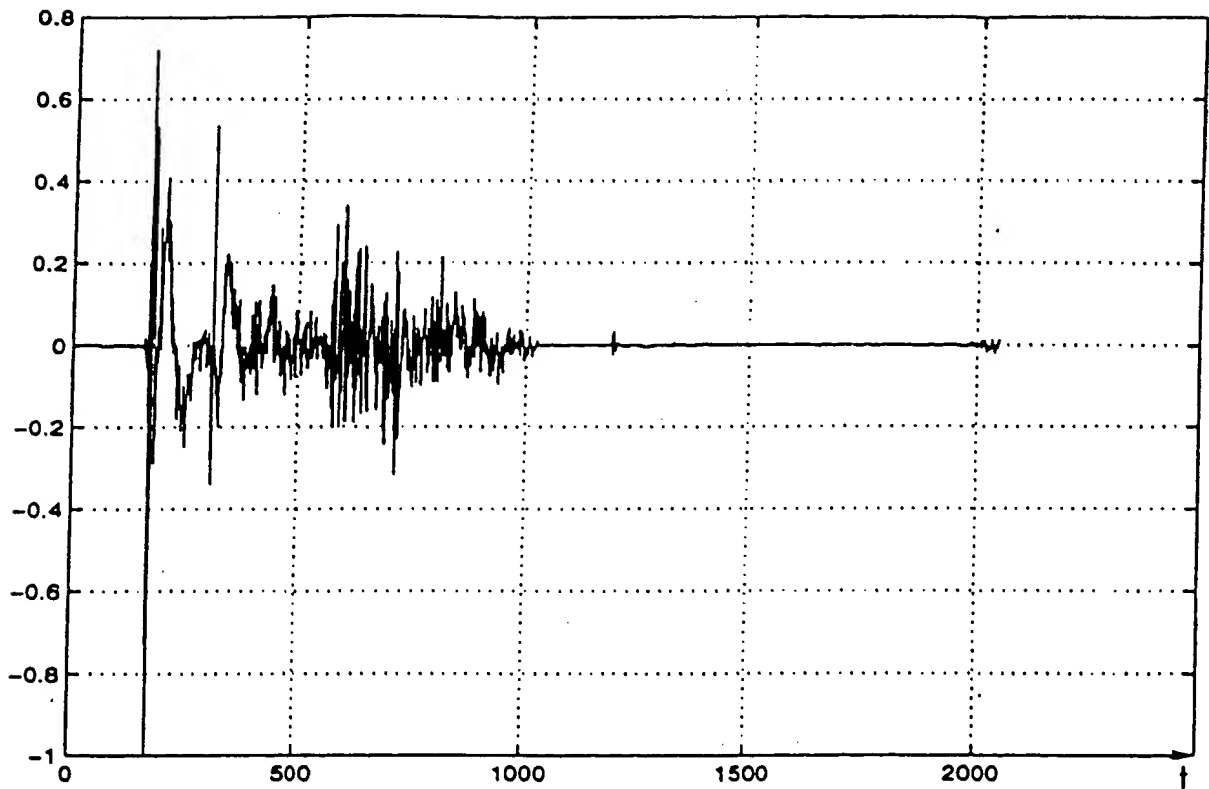
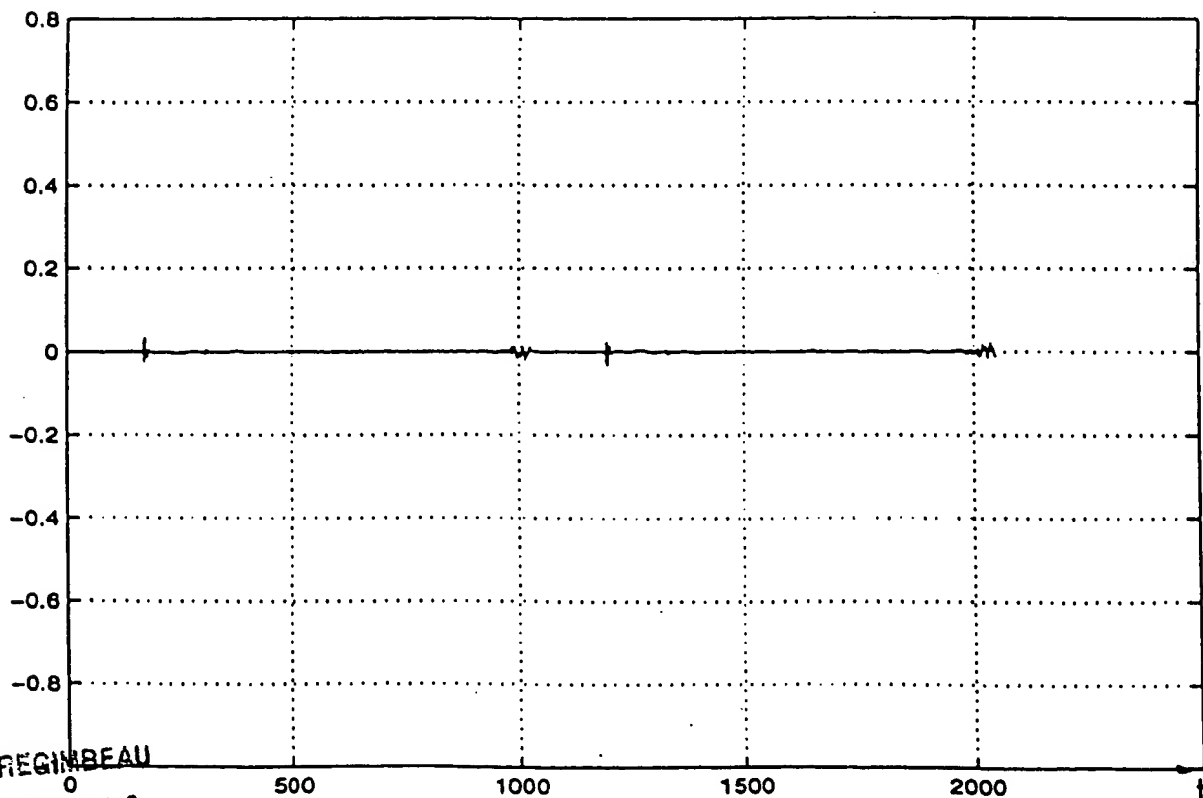


FIG. 16



CABINET REGINBEAU

ORIGINAL

FIG. 17

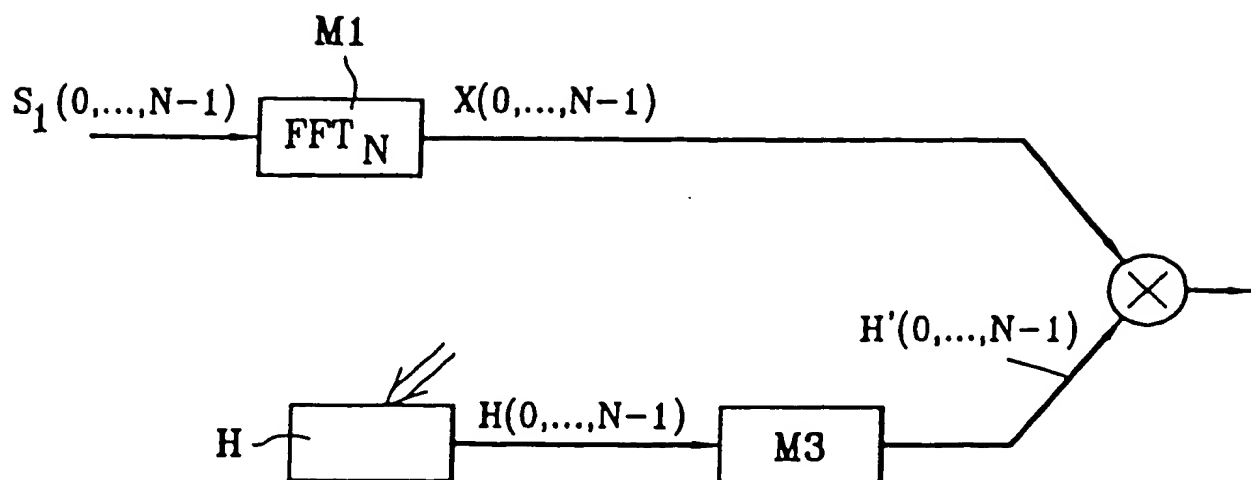


FIG. 18

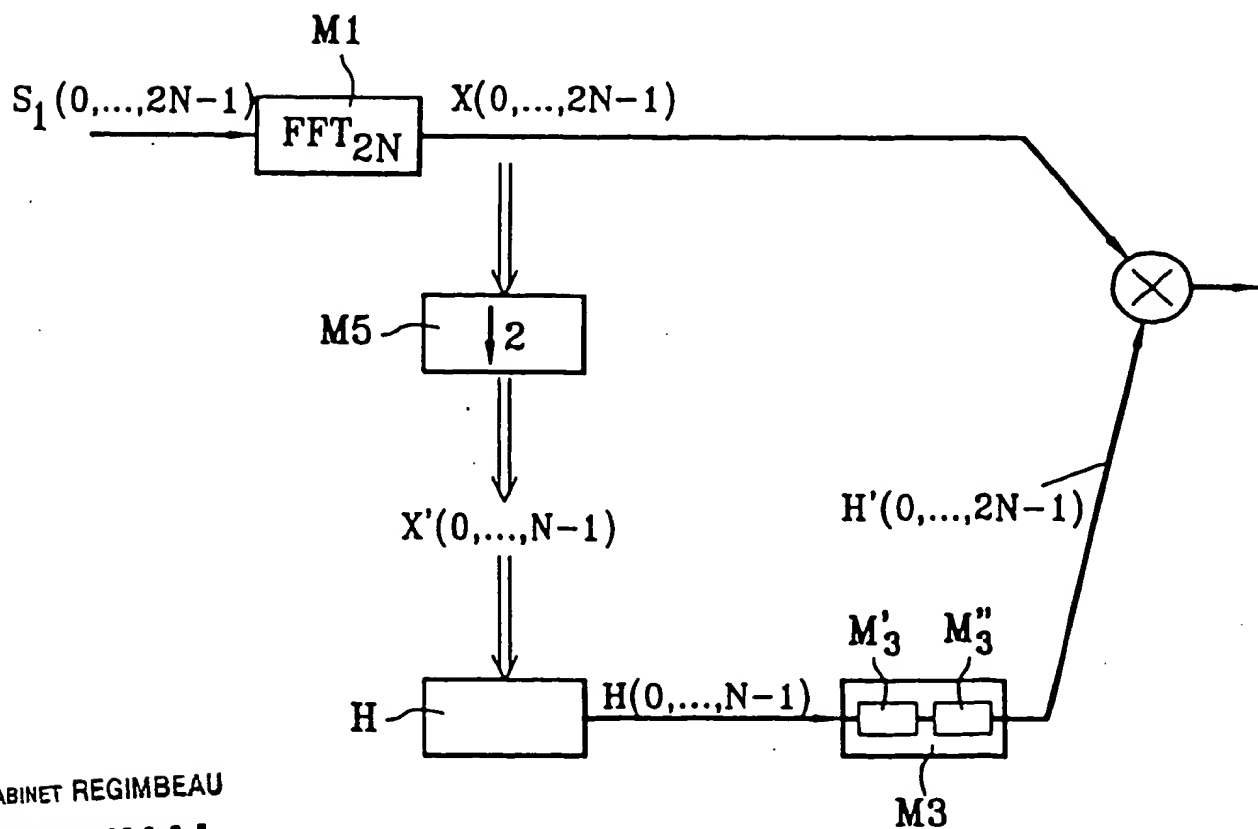


FIG. 19

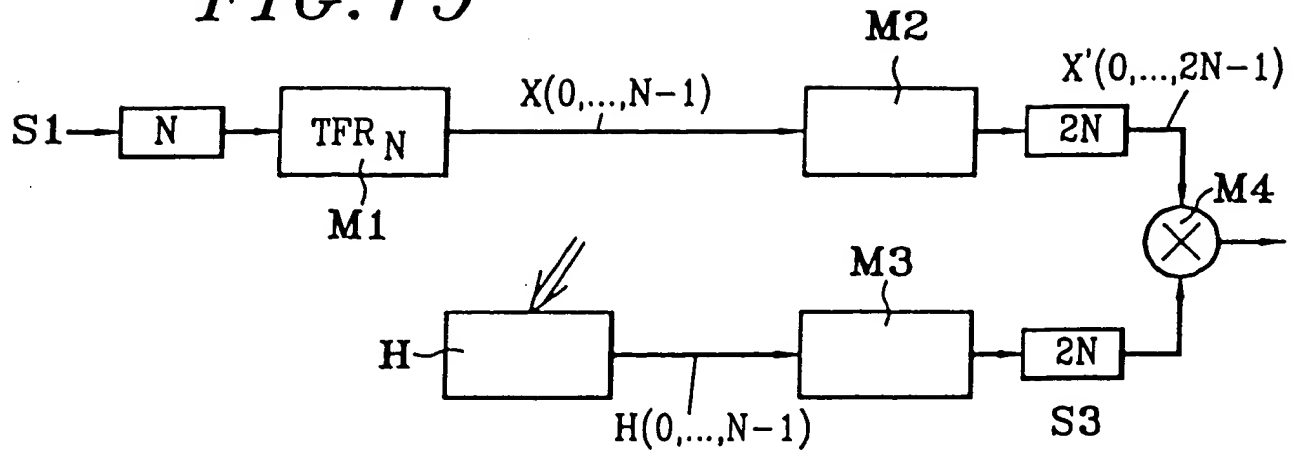


FIG. 20

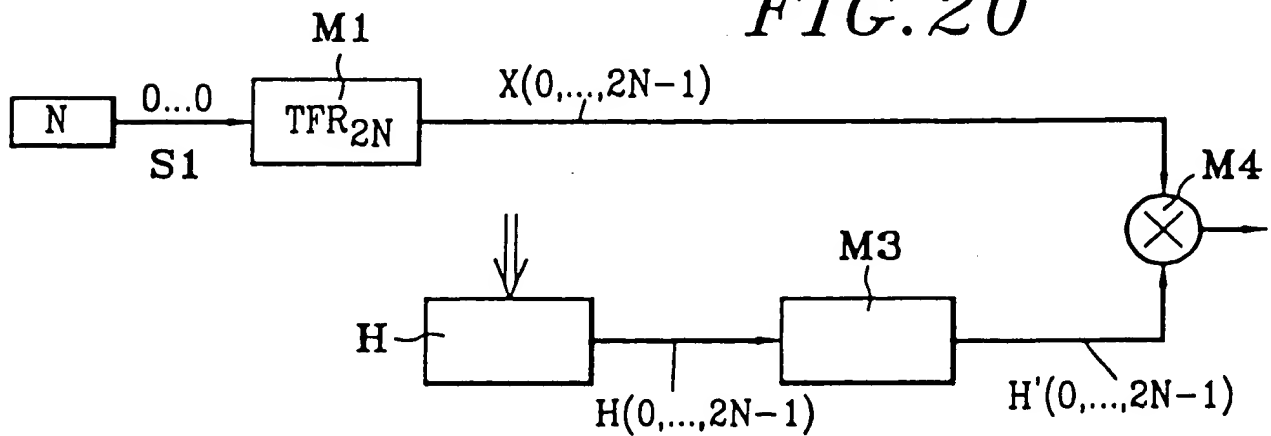
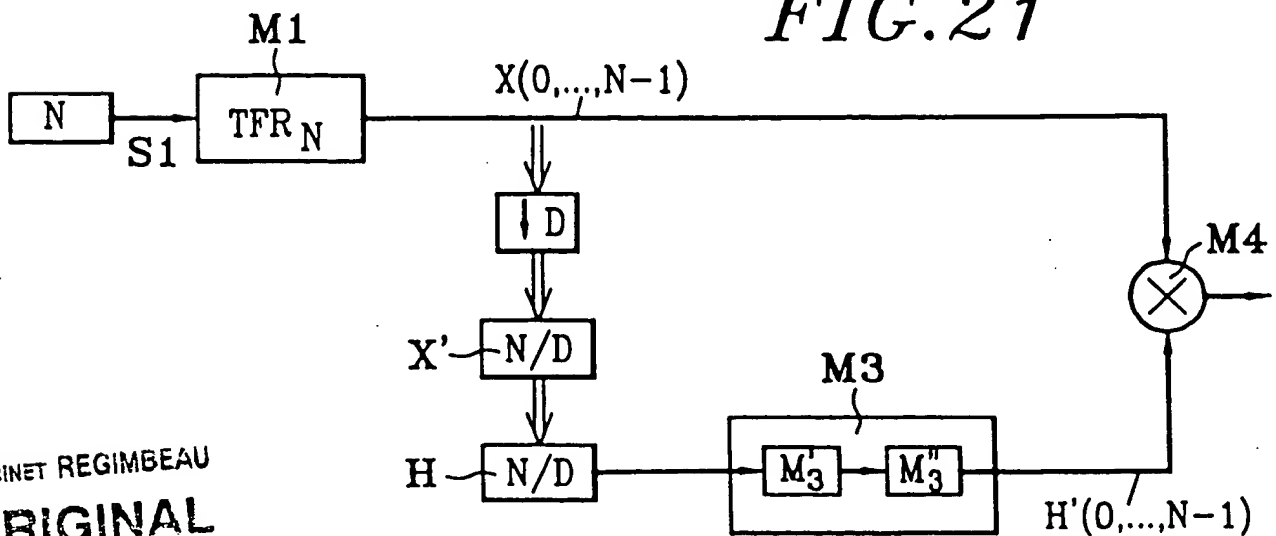
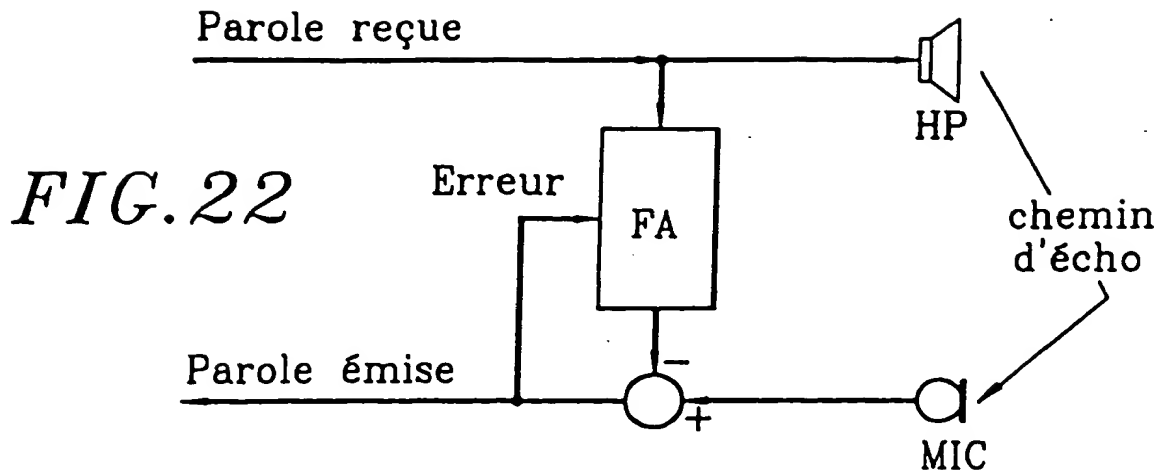
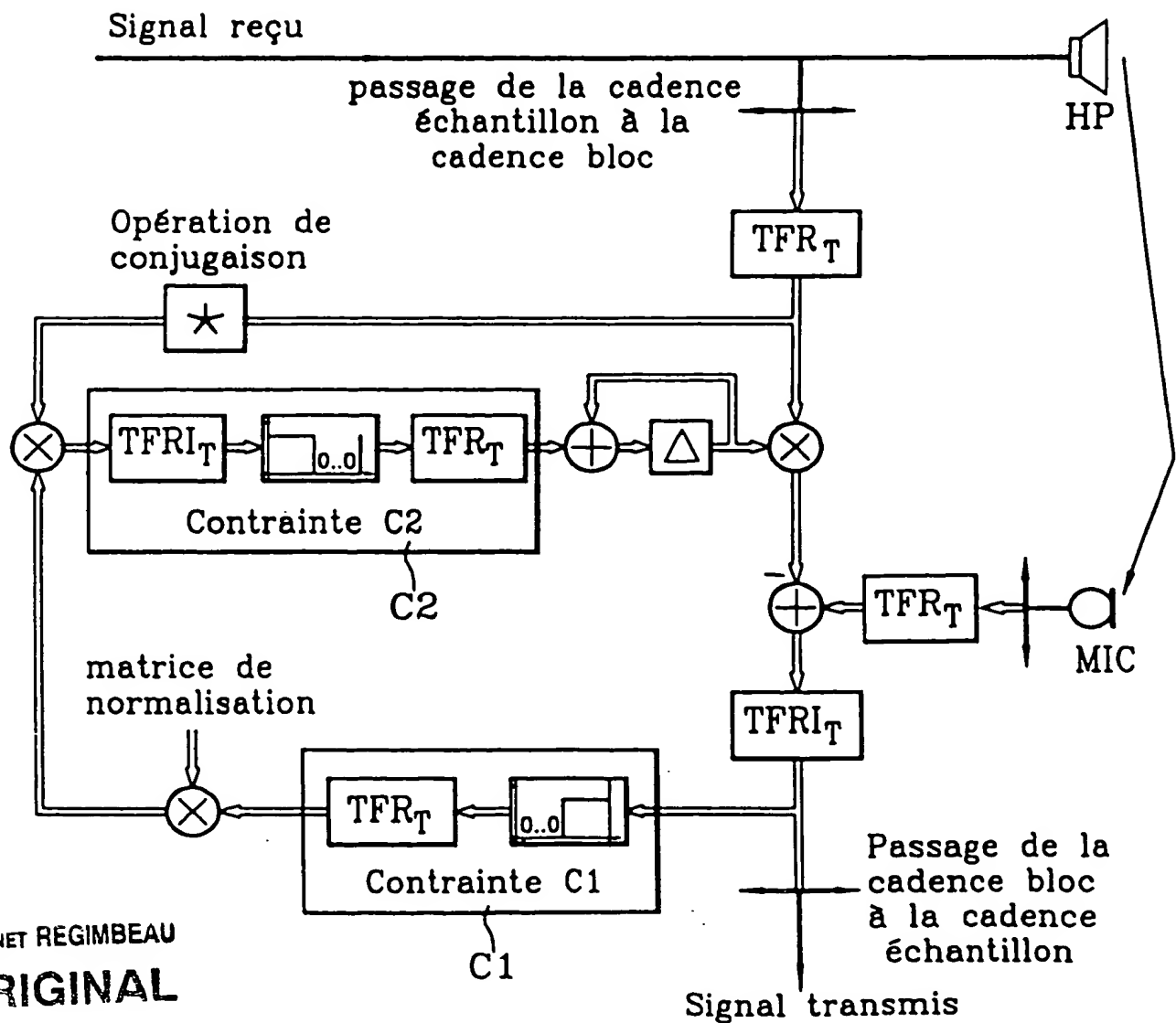


FIG. 21



**FIG. 23**

ORIGINAL

